



(12) PATENT

(19) NO

(11) 334825

(13) B1

NORGE

(51) Int Cl.
H04L 27/00 (2006.01)

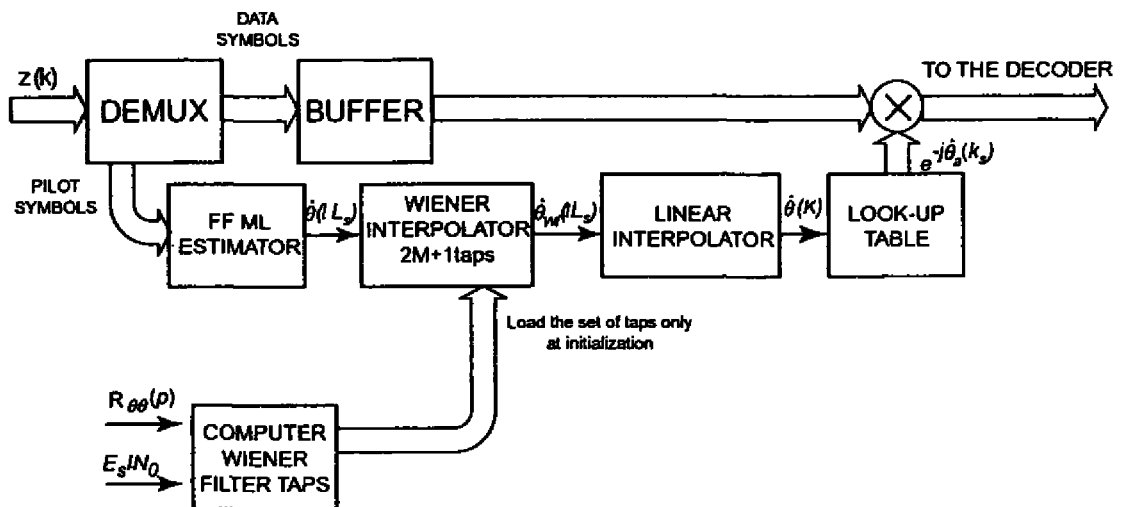
Patentstyret

| | | | | | |
|------|------------|--|------|---------------------------|--------------------------|
| (21) | Søknadsnr | 20043213 | (86) | Int.inng.dag og søknadsnr | |
| (22) | Inng.dag | 2004.07.29 | (85) | Videreføringssdag | |
| (24) | Løpedag | 2004.07.29 | (30) | Prioritet | 2003.09.05, EP, 03077810 |
| (41) | Alm.tilgj | 2005.03.07 | | | |
| (45) | Meddelt | 2014.06.10 | | | |
| (73) | Innehaver | Agence Spatiale Europeenne (ESA), 8/10, rue Mario Nikis, FR-75015 PARIS, Frankrike | | | |
| (72) | Oppfinner | Domenico Fittipaldi, Via Italo Bargagna No 40, IT-56100 PISA, Italia Alan Bigi, Via Ermesianatte 8, IT-00125 ROMA, Italia Riccardo De Gaudenzi, Fruinlaan 18, NL-2313ER LEIDEN, Nederland Alberto Ginesi, Zeekoet 9, NL-2201XX NOORDWIJK, Nederland | | | |
| (74) | Fullmektig | Håmsø Patentbyrå ANS, Postboks 171, 4302 SANDNES, Norge | | | |

| | | |
|------|-----------------------|--|
| (54) | Benevnelse | Fremgangsmåte for å bringe til veie en pilotassistert fasesynkronisering av en bærebølge |
| (56) | Anførte publikasjoner | SIMON V ET AL: Phase noise estimation via adapted interpolation, IEEE Global Telecommunications Conference, 25-29. november 2001, Piscataway, NJ, USA, sidene 3297-3301. |
| (57) | Sammendrag | |

Oppfinnelsen vedrører en fremgangsmåte for å bringe tilveie en fasesynkronisering av en pilotassistert bærebølge av et digitalt inngangssignal $z(k)$, hvor nevnte signal $z(k)$ omfatter signalfelt bestående av L_s symbolsignaler, nemlig en blokk av L_p pilotsymbolsignaler $Z^p(k)$ og et datafelt av $(L_s - L_p)$ datasymbolsignaler $Z_d(k)$, kjennetegnet ved at fremgangsmåten for hvert signalfelt (l) omfatter trinnene:

- å ekstrahere pilotsymbolsignalene $Z^p(k)$ - å beregne et uinnpakket faseestimat (θ/lL_s) over pilotblokken av nevnte signalfelt (l);
- å interpolere nevnte uinnpakke faseestimer av suksessive signalfelt ($l, l+1, \dots$) med en Wiener-interpolator med M uttak for å oppnå interpolerte faseestimer med en "Minimum Square Error";
- å bringe tilveie lineær interpolering mellom nevnte interpolerte faseestimer for å oppnå fasekorreksjonsestimer $(\theta(k_s))$ over datafeltet av nevnte signalfelt; og
- å beregne fra nevnte fasekorreksjonsestimer $(\theta(k_s))$ en fasekorreksjon $(e^{-j\theta(k_s)})$ for å appliseres på nevnte signal $Z(k)$.



FREMGANGSMÅTE FOR Å BRINGE TIL VEIE EN PILOTASSISTERT FASESYNKRONISERING AV EN BÆREBØLGE

Den foreliggende oppfinnelse vedrører et pilotassistert bærebølgesynkroniseringssystem særskilt egnet til bredbånds satellittkommunikasjonssystemer, som de som vedrører den nye DVB-S2 standarden.

Det er vist i artikkelen av A. GINESI og R. DE GAUDENZI "*Carrier Phase Synchronization Techniques for Broadband Satellite Transmissions*" DVB-S2 Technical doc, Geneva, 21. mars 2003 at klassiske teknikker for bærebølgefasegjenoppbygging i nærvær av en sterk fasestøy slik som den spesifisert av DVB-S2-komiteen ikke er effektive siden de påvirkes både av overdreven flimmer så vel som syklusglipper. Andre pilotassisterte teknikker, som beskrevet i publikasjonen by HUGHES Networks Systems "*Carrier Synchronization Solution for DVB-S2 Modem*" DVB-S2 Technical doc, Geneva, 15. juni 2003 er mer effektive, men de er mye mer komplekse og har ennå til gode å utvise gjennomførbarhet over hele signal/støy-forholdsområdet påkrevd av DVB-S2-applikasjonene.

Simon, V. et al.: "Phase noise estimation via adapted interpolation", IEEE Global Telecommunications Conference, 25.-29. November 2001, Piscataway, NJ, USA, side 3297-3301, beskriver en fremgangsmåte for estimering av fasestøy via adapter interpolasjon. Fremgangsmåten benytter periodisk overførte, kjente pilotsymboler og fremovermatet faseinterpolasjon for å estimere de mellomliggende samplene av fasestøyprosessen, hvor en Wienerfilter-interpolasjonsteknikk benyttes og hvor filterets uttakssett lastes for hver symbolperiode.

Den foreliggende oppfinnelse refererer til hittil ukjente bærebølgesynkroniseringsteknikker for RF-digitale overføringer. I særdeleshet forestilles det at de foreslåtte algoritmer er særskilt fordelaktige ved operasjon ved et høyt nivå av sender/mottaker-oscillators fasestøy. Denne situasjonen er typisk for forbrukermarkedet, hvor lavkvalitetskomponenter må velges på grunn av sterke kostnadsrestriksjoner.

Som et eksempel tilhører de for tiden benyttede LNB'er (lavstøysblokker) i de digitale kringkastingsmottakerterminaler (DVB-S-mottakere) denne klasse av relativt lavpris-komponenter. Ved gjenbruk av disse lavkostnadsteknologier sikter DVB-S2-standard

5 30 % ved å utnytte siste og beste FEC-(Forward Error Correction/fremlengs feilkorri-gerings)-teknikker. Som et resultat senkes signal/støy-forhold-(Signal to noise ratio, SNR-)operasjonspunktet av en gitt modulering, og kodingshastighetsformatet stresser dermed funksjonen av bærebølgesynkroniseringsenheten. Klassiske synkroniserings-systemer slik som i den ovenfor identifiserte publikasjon av A. GINESI og R. DE GAU-

10 DENZI, bringer ikke til veie tilstrekkelig yteevne i nærvær av fase- og termiske støynivåer av DVB-S2-miljøet, særskilt for modulasjonsformater med 8 og 16 punkter. Som vist i denne publikasjon gjennomgår faktisk synkronisatoren under disse betingelser et antall syklusglipper i løpet av relativt kort tid, og faseflimringen er følgelig overskytende i henhold til det ønskede mål. De foreslåtte algoritmer gjør bruk av regelmessig

15 innsatte pilotsymboler med totalt overskudd på omtrent 2 %. De bringer til veie en god bærebølgefrekvens og faseestimat med lavt flimmer og ingen syklusglipper. Videre er de (i det minste for et sett av de foreslåtte algoritmer) totalt datamodulerings-uavhengige siden de ikke gjør noen som helst anvendelse av de overførte data. I henhold til en av de foreslåtte teknikker oppnås bærebølgefaseestimatet ved et optimum

20 (i "minimum mean square error"-betydning) interpolering av "maximum likelihood" pilot-baserte estimater, mens bærebølgefrekvensen oppnås ved å holde de pilotbaserte estimater som gis, ved en enkel forsinkelses- og multipliserings-PLL (PLL = phase locked loop, faselåst sløyfe).

Synkroniseringssystemene i henhold til den foreliggende oppfinnelse kan også med

25 fordel appliseres til moduleringsformater som er vanskelige å synkronisere, så vel som veldig sensitive overfor et bærebølgefaseflimmer, som de ikke-lineærvennlige 16-APSK og 32-APSK konstellasjoner. I tillegg er kompleksiteten av de foreslåtte synkronisatorer lav når sammenlignet med andre teknikker slik som i den ovenfor nevnte publikasjon av HUGHES Networks Systems og tilpasningen av rammeavhengige modu-

30 lasjonsformater (som nødvendig i Unicast-anvendelsen av DVB-S2) krever ikke noen synkronisatorrekonfigurering i motsetning til teknikkene i nevnte publikasjon av HUGHES Networks Systems, og derved forenkles demodulatoroperasjonene.

Som kjent krever en korrekt koherent signaldemodulering et forholdsvis presist estimat av fasen av den mottatte signalbærebølge. Denne oppgaven utføres av en bærebølgegjenopprettingsenhet på mottakersiden. I bredbåndsatellittransmisjoner påvirkes

35 vanligvis fasen av bærebølgen av et antall (lineære) forvriddinger hvilket omfatter: i)

statiske kanalfaserotasjoner på grunn av forsinkelse og/eller nærværet av sende-(TX-) og mottaks-(RX-)kondisjoneringsfiltere, ii) sakte varierende faserotasjoner på grunn av kanalsvekking, og iii) TX- og RX-oscillatorfase og fasestøy.

Et antall algoritmer er tilgjengelig i litteraturen for å belyse temaet om bærebølge-
 5 fasegjenoppretting (se boken av U. MENGALI og A.N. D'ANDREA "*Synchronization Techniques for Digital Receivers*" 1997 - Plenum Press - New York for en omfattende litteraturgjennomgåelse) for forskjellige moduleringsystemer. Men på grunn av de nyere funn i kanalkodingsteori og anvendelsen av høyere bærebølgefrequenser har nødvendigheten av å studere hittil ukjente og mer effektive bærebølgefaseestimatteknikker fått et nytt oppsving. Siden introduksjonen av turbokoder (se for eksempel C.
 10 BERROU et al: "*Near Shannon limit Error-Correcting Coding og Decoding: Turbo Codes*" - Proceedings 1993 Int Conf Comm. sider 1064-1070), har faktisk opereringssignal/støy-forholdene (SNR) ved hvilke synkronisatorene må være i stand til å fungere, blitt vesentlig senket og stresser således deres flimmerprestasjon.

15 I tillegg beveges bærebølgefrequensen til stadighet oppover på grunn av de økende behov for båndbredde av nye tjenester og den medfølgende fortetning ved mer tradisjonelle frekvenser. For eksempel utvikles i satellittsystemer, etter hvert som Ku-båndet blir fullt, nye systemer for å fungere ved Ka- og Q-bånd, hvilke til dags dato fremdeles er relativt ubrukte.

20 Men ettersom bærebølgefrequensen øker, blir bidraget av oscillators fasestøy til den totale bærebølgefasedistorsjon mye høyere og krever således nye og raskere bærebølgefasesporingsystemer. I enkelte tilfeller er anvendelsen av pilotassisterte (PA) (eller pilotsymbolassisterte) systemer den eneste mulige løsning på problemet. I disse systemer sammenføres en spesifikk mengde av pilotsymboler (kjente symboler) med
 25 datastrømmen, for å kunne hjelpe RX-demoduleringsprosessen. Pilotsymboler forkastes deretter før dekoderen.

Den foreliggende oppfinnelse vedrører tilfellet med PA-algoritmer. For bedre å forstå vil kjent teknikk så vel som teknikker i henhold til oppfinnelsen presenteres og deres prestasjoner med hensyn til resterende faseflimmer RMS og syklusglipper sammenlig-
 30 nes. Oppmerksomhet vil særskilt rettes mot DVB-S2-lignende anvendelser, det vil si neste generasjon satellittkringkastings- og unikastoverføringer.

Imidlertid vil algoritmene som vil bli presentert, lett appliseres til andre trådløse eller ikke trådløse anvendelser hvor spørsmålet om oscillators fasestøy er særskilt viktig. Avanserte kodingssystemer som nærmer seg Shannon-kapasitetsgrensen, vil over-

veies ved fastsettelse av de overføringsoperative SNR, og et sett av modulerings-systemer med spektral effektivitet mellom 1 og 4 bit/s/Hz analyseres. I særdeleshet vil QPSK, 8PSK 16QAM og de mer nylige og ikke-linearitetsvennlige 4+12 APSK (R. de GAUDENZI et al: "*High Power and Spectral Efficiency Coded Digital Modulation Schemes for non-Linear Satellite Channels*" i 7TH International ESA Workshop on digital
 5 Signal Processing Techniques for Space Applications, Sesimbra, Portugal, Okt. 2001) undersøkes. Sensitivitetsstudien overfor gjenværende bærebølgefrekvensfeil utføres også, og et samlet bærebølge-(fase- og frekvens-)gjenopprettingsystem foreslås og testes.

10 Oppfinnelsen vedrører en fremgangsmåte for å tilveiebringe en pilotassistert fasesynkronisering av et digitalt inngangssignal som utgjøres av signalsampler $Z(k)$, hvor symbolet k representerer symbolindeksen, hvor nevnte digitale signal omfatter signalfelt som utgjøres av L_S symboler, nemlig en blokk av L_P pilotsymboler $Z^P(k)$ og et datafelt av $L_S - L_P$ datasymboler $Z^d(k)$, og kjennetegnet ved at fremgangsmåten omfatter
 15 følgende trinn for hvert signalfelt som har en spalteindeks l , hvor k_s er symbolindeksen for fasekorreksjonsestimater over datafeltet:

- å ekstrahere pilotsymbolene $Z^P(k)$,
- å beregne et uinnpakket faseestimat $\hat{\theta}(lL_S)$ over pilotblokken av nevnte signalfelt,
- 20 - å interpolere nevnte uinnpakkede faseestimer av etterfølgende signalfelt kun for $k_s = 0$ ved å laste settet av uttak kun ved initialisering, og med en Wiener-interpolator som har M -uttak for å fremskaffe interpolerte faseestimer med en "Minimum Mean Square Error",
- å tilveiebringe lineær interpolering mellom nevnte interpolerte faseestimer
 25 for å fremskaffe fasekorreksjonsestimater $\hat{\theta}(k_s)$ over datafeltet av nevnte signalfelt med $k_s = 1, 2, \dots, L_S - L_P - 1$, og
- å beregne fra nevnte fasekorreksjonsestimater $\hat{\theta}(k_s)$ en fasekorreksjon $e^{-j\hat{\theta}(k_s)}$ som skal appliseres på nevnte digitale signal.

30 Artikkelen av SIMON et al. med tittel "Phase noise estimation via adapted interpolation" (IEEE Global Telecommunications Conference 25. nov. 2001, side 3297 – 3301, vol. XPOOI 189712, PISCATAWA, NJ, USA) refererer til problemet med å estimere fasestøyprosessen som i den foreliggende oppfinnelse, mens artikkelen av ASAHARA et al. "An improved pilot symbol assisted coherent detection scheme for rician fading channels" IEICE Transactions on Communications, Institute of Electronics Information,

Tokyo, JP (Des. 1999, side 2041 - 2048, ISSN 0916-8516), refererer til problemet med å estimere fadingsprosessen. Begge har til felles at de utfører Wiener-filterestimering over de komplekse sampler av fasestøyen (for SIMON et al.) og fadingsprosessen (for ASAHARA et al.). Tilnæringsmåten brukt i disse to publikasjoner har to viktige ulemper.

Den første er at estimeringen de utfører påvirkes svært sterkt av nærværet av et resterende bærebølgefrekvensavvik. I den foreliggende oppfinnelse ville et bærebølgefrekvensavvik kun tilføye en lineærtidsvariasjonbenevnelse i faseprosessen som estimeres, hvilket lett interpoleres av Wiener-filteret. Det samme frekvensavviket ville forårsake en "helisk-lignende" bane i det komplekse planet, hvilket er svært vanskelig å interpolere av Wiener-filter arbeidende med de komplekse sampler. Den andre ulempen vedrører kompleksitet: den komplekse interpolering i disse to publikasjoner behøver dobbelt så mange Wiener-filtre som antallet filtre som behøves i den foreliggende oppfinnelse.

En videre forskjell hos SIMON et al. i forhold til den foreliggende oppfinnelse er at SIMON et al. arbeider med pilotfelt skapt av kun én sample. Ingen utvidelse til pilotfelt med mer enn én sample vurderes.

Oppfinnelsen vil beskrives her nedenfor med referanse til de vedlagte tegninger hvor:

Fig. 1 er et systemblokkdiagram som viser et blokkdiagram av det samlede kommunikasjonssystemet;

Fig. 2 illustrerer den 4+12-ASPK-generiske signalkonstellasjonen;

Fig. 3 representerer den fysiske rammestrukturen av et digitalt signal med regelmessig innsatte pilotsymboler;

Fig. 4 representerer en aggregat-DVB-S2-fasestøymaske for LNB + mottaker;

Fig. 5 illustrerer prestasjonsforringelsesberegningen grunnet et generisk pilot-assistert synkroniseringssystem;

Fig. 6 viser en syntese av fasestøyprosessen;

Fig. 7 illustrerer en syntetisert fasestøy PSD sammenlignet med målet for 25 Mbaud symbolrate;

- Fig. 8 illustrerer fasestøya-autokorrelasjonsfunksjonen for 25 Mbaud symbolrate-tilfellet og et frekvenssteg av 6 Hz;
- Fig. 9 illustrerer en FF ML-faseestimator;
- Fig. 10 illustrerer et faseestimat RMS av FF ML-synkronisatoren som en sammenligning med teori, i henhold til ligning (7), og simuleringsresultater;
- Fig. 11 er en kjent utpakkingsalgoritme;
- Fig. 12 viser syklusglippsansynligheten av faseutpakkingsalgoritmen;
- Fig. 13 viser en oppbygning av en fasegjenopprettingsenhet PRU av en beslutningsrettet digital faselåst sløyfe (DPLL) som utfører en bærebølgefaseestimeringsalgoritme;
- Fig. 14 er et andreordens sløyfefilter for DPLL i figur 13;
- Fig. 15 er en illustrert fremstilling av en teknikk benevnt pilotassistert fremlengs sløyfe (Pilot-Aided-Forward loop, PA-FL);
- Fig. 16 er en illustrert fremstilling av en PA-FBL, og PA-WFBL som involverer estimerte fasebaner av en fremlengs og en baklengs sløyfe;
- Fig. 17 illustrerer en faseinterpoleringsteknikk, mens figur 18 illustrerer en lineær interpoleringsteknikk som gjør bruk av kun pilotfeltene;
- Fig. 19 illustrerer flimmer-RMS-prestasjon av den lineære interpoleringsteknikk for forskjellige E_s/N_0 verdier;
- Fig. 20 og 21 viser henholdsvis impulsresponsen og amplitude/frekvensresponsen av et Wiener-filter for forskjellige spalteplasseringer;
- Fig. 22 viser fase-*"root mean square error"* RMSE for Wiener-filterinterpoleringsteknikken for forskjellige spaltelelengder;
- Fig. 23 viser avhengigheten av fase-RMSE for Wiener-interpoleringsteknikken for forskjellige verdier av M , hvor M betegner antallet uttak av Wiener-interpolatoren;
- Fig. 24 er et blokkdiagram av et system som implementerer Wiener-interpoleringsteknikken (PA-WI);

- Fig. 25 illustrerer en tidsdomene-Wiener-filterinterpolering over 1200 overføringsymboler;
- Fig. 26 er et blokkdiagram av en forenklet Wiener-interpoleringsteknikk (PA-SWI) egnet for realisering av oppfinnelsen;
- 5 Fig. 27 og 28 illustrerer fase-RMSE for PA-SWI-teknikken som en funksjon av forskjellige signal/støy-forhold E_s/N_0 for forskjellige spaltelengder (figur 28) og for forskjellige pilotoverskudd av lengde L_p ;
- Fig. 29 og 30 illustrerer fase-RMS-(Root Means Square-)ytelsen av PA-FL, PA-FBL, og PA-WFBL, som en funksjon av spaltelengden med en rest normalisert bærebølgefrequensavvikelse på $5 \cdot 10^{-5}$ (figur 29) og på 10^{-5} (figur 30);
- 10 Fig. 31 illustrerer fase-RMS-prestasjonen av PA-SWI-algoritmen med en rest normalisert bærebølgefrequensavvikelse på 10^{-3} ;
- Fig. 32 er et blokkdiagram av en bærebølgefrequenssynkronisator som kan anvendes sammen med fasebærebølgesynkroniseringssystemer i henhold til oppfinnelsen;
- 15 Fig. 33 illustrerer sporingsprestasjonen av den foreslåtte bærebølgefrequens-estimator;
- Fig. 34 illustrerer bærebølgefrequens-akkvisisjon transienten for et 25 Mbaud system;
- 20 Fig. 35 er et blokkdiagram av et eksempel av en hel bærebølgesynkronisator;
- Fig. 36 viser faseflimringsstyrke-spektraltetthet (PSD) på grunn av bærebølgefrequensgjenvinning (kurve A) sammenlignet med den ene fasestøyen (kurve B); og
- Fig. 37 og 38 viser faseavviket PDF ved FF-ML, estimatorutgang henholdsvis ved
- 25 $E_s/N_0 = 6,6$ dB og $E_s/N_0 = 10$ dB.

Det samlede transmisjonssystemet under undersøkelse sammen med de antatte systemparametre er vist i figur 1, hvor det samlede høy-nivåsystem-blokkdiagram er avbildet. I særdeleshet viser denne figuren den komplekse basebåndekvivalente representasjon av blokkene av interesse for kommunikasjonssystemet. Overføringen

30 samples ved en passende samplingsfrekvens $F_s=1/T_s$ slik at Nyquist-samplingskriteriet

tilfredsstilles. I tillegg er samplingstimmingen synkron med symboltimmingen (det vil si at det finnes en skjult timing-gjenopprettingskrets som forutsettes å være ideell) slik at samplene $z(k)$ ved den passende filterutgangen er symbolsynkrone.

De overførte data kodes først for av en fremlengs avvikelseskorrigerings (FEC) som enten kan være blokkbasert som for eksempel turbo- og LDPC-koder, eller kontinuerlig som for eksempel konvolusjonelle koder. I det første tilfellet er utgangen av kodeinnretningen sammensatt av en sekvens av kodeord i blokker av N_{FEC} bits. For eksempel er i tilfellet av LDPC-koden av DVB-S2 $N_{\text{FEC}} = 64800$ bits. De kodete bits tilordnes til overføringskonstellasjon av en tilordner (hvilket deler den samme blokk som kodeinnretningen i figur 1). Konstellasjonene som vil overveies her, er QPSK, 8PSK, 16QAM og 4+12 APSK. For disse konstellasjoner tilhører overføringsymbolene, med energi C_2 , de følgende sett: QPSK: $\{e^{j\varphi_i}, \varphi_i = \pi/4 + i\pi/2, i = 0,1,2,3\}$, 8PSK: $\{e^{j\varphi_i}, \varphi_i = \pi/4, i = 0,1,\dots,7\}$, 16QAM: $\{\pm 1, \pm 3\} \cup \{\pm j, \pm 3j\}$. Som for 4+12 APSK moduleringskonstellasjonen (se den ovenfor siterte publikasjon av de GAUDENZI et al.), er de sammensatt av to konsentriske ringer av uniformt fordelte $N_1=4$ og $N_2=12$ PSK punkter, henholdsvis i de indre og ytre ringer.

Vi definerer med $\rho = R_2/R_1$, hvor R_2, R_1 er radiene av henholdsvis de indre og ytre ringer, og φ er den relative fasevekslingen mellom de indre og ytre ring PSK-konstellasjoner (se figur 2). I simuleringene har vi satt $\rho = 2,85$ og $\varphi = 0$.

Symbolratene ved hvilke de tilordnete symboler genereres, antas å være mellom 10 og 50 Mbaud, men i resten av artikkelen vil vi fokusere hovedsakelig på 25 Mbaud raten. Ifølge tilordneren organiseres overføringsymbolene i regulær kanalrammestruktur, hvor periodiske L_P pilotsymboler (kjente symboler) innsettes. Perioden L_S av innsettingen av pilotsymboler benevnes også spaltelengde, og forholdet L_P/L_S er det fysiske lagrammeoverskudd (se figur 3). For synkroniseringssystemene som vil presenteres, er moduleringen som er brukt på pilotsymbolene, uvesentlig for prestasjonen av algoritmen, men kun for å fremme ideer kan vi anta at en QPSK-konstellasjon anvendes.

Ifølge pilotinnsettingsblokken formes symbolene av et overføringsfilter som antas å være til et kvadratrottoppøvet cosinusfilter med dempning mellom 0,2 og 0,35 og impulsrespons $g(t)$. Deretter overføres det slikt genererte signal på kanalen som her modelleres som en distorsjonsfri kanal, hvor en kompleks AWGN (Additive White Gaussian Noise, additiv hvit gaussisk støy) bølgeform $w(n)$ med varians

$$\sigma_w^2 = \frac{C_2}{E_s / N_0}$$

tilføyes til det anvendbare signalet.

SNR operasjonspunkter, som er antatt for de forskjellige moduleringsystemer, er satt i henhold til ytelsene av LDPC-koden presentert i HNS FEC-forslaget under den tredje runden av DVB-S2 for QPSK, 8PSK og for 16 QAM/4+12 APSK. I den følgende tabell oppsummeres de antatte operative SNR-verdier for de forskjellige moduleringsystemer.

Tabell 1: Operative SNR-verdier for de overveide moduleringsystemer

| Moduleringsystem | E_s/N_0 (dB) |
|------------------|----------------|
| QPSK | 1 |
| 8PSK | 6,6 |
| 16QAM/16APSK | 10 |

En faserotasjon påføres deretter det overførte signal for å kunne representere et bærebølgefrequensavvik (term $2\pi nT_s$) og oscillatorens fasestøy (term $\theta(n)$). Denne siste modelleres som en null-middel Gaussisk variabel med en "low pass" PSD (Power Spectral Density, styrke-spektraltetthet). I særdeleshet anvendes PSD foreslått av DVB-S2-standarden for testene gjengitt her. Dette samsvarer med det verste tilfellet PSD av det kombinerte fasestøybidraget av terminale satellitmottakeres tunere og LNB (Low Noise Blocks, lavstøyblokker), og skisseres i figur 4. Selv om den foreliggende analyse fokuseres på denne spesielle fasestøy PSD, er det klart at algoritmene som er presentert, lett kan porteres for å virke med andre fasestøy-PSD. Det bemerkes at PSD avbildet i figur 4 representerer enkeltsidebånd-(Single Side Band, SSB)-PSD av bærebølgen med fasestøy hvilket også kan vises å korrespondere til dobbel-sidebåndet (Double Side Band, DSB) av fasestøyprosessen, under antagelsen av små signaler.

For tidsdomenesimuleringer som er utført, er en tidsdomenesyntese av fasestøysampelene nødvendig. For dette formål er en tidsdomenesyntetisk modell generert, og dens beskrivelse gjengis senere i beskrivelsen med figurer 6 til 8.

De mottatte bølgeformsamplere $r(n)$ kan deretter matematisk uttrykkes som i (1).

$$r(n) = e^{j(2\pi n T_s + \theta(n))} \sum_i c(i) g(n T_s - iT) + w(n) \quad (1)$$

Ved mottakerinngangen og, som kjent innen faget, deroteres først signalet ved et estimat av bærebølgefrequensavviket brakt til veie av bølgebærergjenopprettingskretsen, og deretter filtreres signalet av det passende filter (MF). Utgangen av det passende filter desimeres deretter synkront ned til symbolraten $1/T$ for å bringe til veie et digitalt inngangssignal $Z(k)$. Ingen timingsavvik antas, det vil si saken med timinggjenvinning formodes ideelt å løses av en skjult timingsgjenopprettingskrets. Antatt at restbærebølgefrequensavviket $\Delta\nu = \nu - \hat{\nu}$ er mye lavere enn symbolraten, slik at intersymbolinterferens ved MF utgangen kan neglisjeres, kan signalsamplene $Z(k)$ uttrykkes som i (2):

$$Z(k) = e^{j(2\pi\Delta\nu kT + \theta(k))} c(k) + n(k) \quad (2)$$

hvor indeksen k nå representerer symboltidsepokene og $n(k)$ er de filtrerte støysamplene ved symbolrate.

Målet med den foreliggende oppfinnelse er å bringe til veie i det minste en bærebølgefasegjenopprettning fra nevnte inngangssignal $Z(k)$. Bærebølgegjenopprettingskretsen i figur 1 tar som en inngang samplene $Z(k)$ korresponderende til enten bare pilotsymbolene eller både pilotsymbolene og datasymbolene, avhengig av det spesielle bærer- bølgegjenopprettingsystemet.

I alle tilfellene formodes imidlertid at fysiske lags rammetilpasning er kjent for mottakeren, slik at pilotsymbolene kan ekstraheres i deres korrekte posisjon. Utgangen av bærebølgegjenopprettingsystemet omfatter et frekvensoffset-estimat $\hat{\nu}$ hvorved det mottatte signal ved MF-inngangen deroteres, og et faseestimat $\hat{\theta}(k)$ for å motvirke fasekanaldistorsjoner. Etter derotering av fasegjenvinningsalgoritmen mates deretter signalsamplene til den gjenværende del av mottakeren hvor samplene korresponderende til pilotsymbolene først forkastes og de korresponderende til de nyttige data først av-tilordnes og deretter dekodes av FEC-dekoderen for å gjenvinne informasjonsbitene.

Et viktig spørsmål er hva som er den nødvendige presisjon oppnådd av bølgebærerfasesynkronisatoren for å kunne begrense virkningen på prestasjon for rimelig lave SNR-degraderinger. Dette er et ganske vanskelig spørsmål å besvare ved analytiske studier, og dermed må simuleringer kjøres med de gitte koder/moduleringssystemer under granskning. Enkelte innsikter i disse retninger tilbys i dokumentet av A GINESI,

D. FITTIPALDI og De GAUDENZI, "DVB-S2: Overall Carrier Synchronization Strategy", DVB-S2 Technical doc, Geneva, Mai 14-15, 2003, for LDPC-koden presentert i beskrivelsen av HNS FEC-forslaget sitert ovenfor. Der er det vist at signal/støy-forhold- (SNR-)degraderingen av en 8PSK rate 2/3 modulering med en 2,1 graders faseflimmer, er rundt 0,1 dB, mens den vokser til 0,17 dB for en flimmer av 3 grader.

For QPSK synes det tilfredsstillende å doble faseflimringene av 8PSK for en gitt SNR-degradering. For 4+12 APSK skaleres 8PSK-faseflimmer sannsynligvis ved $8/12=2/3$, siden det er 12 punkter i den ytre ring. Tabell 2 viser en oppsummering av faseflimringsbehovene som er nødvendige for å begrense prestasjonsforringelsen til omtrent 0,2 dB, for de forskjellige moduleringsystemer.

Som for den valgte mengde av pilotoverskudd, er det klart at SNR-degraderingen (på grunn av faseflimringen) går ned når pilotoverskuddet øker (når resulterende faseflimmer synker), men også SNR-fradraget i seg selv øker på grunn av overskuddet. Det eksisterer et optimalt punkt ved hvilket den totale degradering på grunn av faseflimmer pluss pilotoverskudd minimeres. Opp til hit kan man beregne avstanden D_I fra moduleringshemmende kapasitetsbegrensninger av det ideelle system (perfekt synkronisering og ingen piloter) og den ene D_R av det virkelige system med SNR-degradering på grunn av faseflimringen og spektral effektivitetsdegradering på grunn av pilotene (se figur 5 for et eksempel relatert til 8PSK), det vil si rL_P/L_S , hvor r er moduleringen + kodespektraleffektivitet. Ideelt burde optimumspunktet være omtrent slik at $(D_R-D_I)/2$ er ekvivalent med SNR-degraderingen på grunn av faseflimringen, hvilket betyr at samme degradering er fordelt mellom overskuddstap og flimmer.

Tabell 2: Faseflimmer RMS-behov for de forskjellige moduleringsystemer

| Moduleringsystem | Faseflimmer RMS-behov (grader) |
|------------------|--------------------------------|
| QPSK | 6-8 |
| 8PSK | 3-4 |
| 16QAM/16APSK | 2-2,6 |

Flesteparten av simuleringsresultatene som vi vil vise, referer til et overskudd på omtrent 2 % siden det ser ut til å være optimumspunktet for 8PSK med DVB-S2 LDPC-koden.

For vurdering av fasestøysyntesen så vel som det totale faseavvik RMS tenker vi ut en tidsdomenesyntese av fasestøyprosessen med PSD-maskering av figur 4. Siden det

forventes at fasestøyen kun vil påvirke fasegjenvinningsystemet (som vi vil se senere, er det foreslåtte frekvensgjenvinningsystem bare marginalt påvirket av fasestøyen), og dette siste fungerer helt ved symbolraten, vil den diskrete fasestøyprosessen som syntetiseres, være $\theta(k)$, det vil si fasestøysamplene ved symbolrate ved MF-
 5 utgangen. Denne forenkling tillater å påskynde simuleringstiden vesentlig, så vel som å simplifisere synteseprosessen.

To digitale filtre har blitt konstruert, hvis kombinerte frekvensrespons passer målfa-
 sestøymasken for symbolrateverdien av 25 Mbaud. Tilnæringsmåten som er brukt er
 "least square error fit" av IIR filteramplitudefrekvensresponsen til målmasken. For
 10 bedre å kunne avpasses til fasestøy PSD under 1 kHz har også et "ad-hoc design"-
 filter blitt lagt til i parallell (se figur 6).

Filtrene $H_1(z)$ og $H_2(z)$ har overføringsfunksjoner

$$H_1(z) = \frac{-4,7 \cdot 10^{-11}}{(z - 0,999975)^2} \quad (3)$$

$$H_2(z) = \frac{-2,8 \cdot 10^{-6} (z - 1,103181)(z - 0,992015)}{(z - 0,991725)(z - 0,9999985)(z - 0,563507)} \quad (4)$$

15 Som figur 7 viser, er det en forholdsvis god avpassning mellom den målte PSD av den syntetiserte fasestøy og PSD målmaskene.

Som det vil fremkomme senere, er autokorrelasjonsfunksjonen av fasestøyprosessen også av interesse for MMSE-interpoleringsalgoritmen. Dette kan beregnes som en in-
 vers hurtig Fourieromdannings-(Fast Fourier Transform, FFT)-PSD-målmaske med en
 20 passende frekvensinndeling og som antar en viss symbolhyppighet. Dette er utført for
 25Mbaud symbolratetilfellet ved å bruke et frekvenssteg av omtrent 6 Hz, og resulta-
 tet er inntegnet i figur 8.

De pilotassisterte teknikkene som presenteres i denne artikkel gjør bruk av enkelte
 faseestimer utført over pilotfeltene. Siden symbolene overført over pilotene er kjent,
 25 er det klart at den beste estimator som kan anvendes der, er "Maximum Likelihood"
 (ML) estimatoren (se kapittel 5 av den ovenfor refererte bok av U. MENGALI og A.N.
 D'ANDREA). Siden også L_p vanligvis er kort, fra noen få symboler til noen få hundre
 symboler, er det også foreslått en fremlengs (FF) adkomst for å kunne øke hastighe-
 ten av den nødvendige estimeringsprosessen.

Blokkdiagrammet av "Maximum Likelihood Feed Forward" estimatoren (FF ML) er vist i figur 9, hvor variablene med hevet skrift " p " indikerer at de referer til pilotsymbolene.

Faseestimatet utføres ved å samle de L_p passende filter utgangssampler $z^{(p)}(k)$ ved baudrate korresponderende til pilotfeltene, og ved å utføre de følgende algebraiske operasjoner:

$$\hat{\theta}^{(p)} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L_p-1} C^{(p)*}(k) z^{(p)}(k) \right\} \quad (5)$$

$C^{(p)*}$ betegner konjugatet av $C^{(p)}(k)$

Signaler $C^{(p)}(k)$ er pilotsymboler som er et overskudd (de bærer intet informasjonsinnhold). Som kjent lagrer mottakeren vektoren av pilotsymboler. Når en signalsample $z^{(p)}(k)$ korresponderende til et pilotsymbol ankommer, spør mottakeren sitt minne for å gjenvinne pilotsymboler $C^{(p)}(k)$ og sample for sample beregne ligning (5).

Kun ett estimat bringes til veie i hvert pilotfelt, så hvis bærebølgefase faktisk er tidsvariant på grunn av en fasestøy eller et ikke-kompensert bærebølgefrequensavvik, vil estimatet brakt til veie være en middelverdi av faseevolusjonen under pilotfeltet. Imidlertid kan, hvis L_p er liten og faseprosessen relativt treg, tidsvariasjonsegenskapen av bærebølgefase neglisjeres. Under denne hypotesen og med relativt høyt signal/støy-forhold kan det vises (se kapittel 5 i boken av MENGALI og D'ANDREA) at (5) kan gjenskrives som

$$\hat{\theta}^{(p)} \cong \theta + N_1 \quad (6)$$

der θ betegner den aktuelle faseverdi og N_1 er null-middel Gaussisk støybidrag til faseestimatet, med varians

$$\sigma_{N_1}^2 \cong \sigma^2 \hat{\theta}^{(p)} = \frac{1}{2L_p E_s / N_0} \quad (7)$$

hvilket er uavhengig av moduleringen anvendt i pilotfeltene.

Det er også verdt å merke at under antagelsen av ideelt passende filtrering (støysamplene ved symbolrate ved sin utgang er hvit), er prosessen som består av sekvensen av støysample N_1 , relative til forskjellige pilotfelter, hvit, siden ingen korrelasjon forefinnes mellom støyen i forskjellige piloter.

Som vi påpekte, er ligning (7) gyldig under antagelse av høy SNR, slik at ligning (6) holder. For lave SNR forventes et avvik fra faseestimatvariansen fra (7), slik det er vist i figur 10, hvor simuleringsresultater sammenlignes med (7).

Enkelte av teknikkene som presenteres her gjør bruk av faseestimatene utført over
 5 konsekutive pilotfelt for å avlede vektoren av faseestimer over dataporsjonene av spalten. For å kunne være i stand til konsistent å bruke de pilotbaserte estimer, må i disse tilfeller, siden FF ML-estimatoren i henhold til ligning (5) bringer til veie et faseestimat i intervallet $[-\pi, \pi]$ mens den sanne bærebølgefase kan vokse utover dette området over en tidsspalteperiode, en utpakningsteknikk av faseestimatet appliseres
 10 til de pilotbaserte estimer. Dette kan følge tilnæringsmåten skissert i boken av U. MENGALI og A.N. D'ANDREA, kapittel 5, "5.7.7. - the Unwrapping Problem", s. 284 til 286 og illustrert i figur 11.

Hvis indeksen "l" teller antallet av pilotbaserte estimer, beregnes de endelige utpakkede pilotestimer $\hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l)$ fra $\hat{\theta}^{(P)}(l)$ som

$$15 \quad \hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l) = \hat{\theta}^{(P)}_f(l-1) + \alpha SAW \left[\hat{\theta}^{(P)}(l) - \hat{\theta}^{(P)}_{(f)}(l-1) \right] \quad (8)$$

hvor $SAW[\Phi] \equiv [\Phi]_{-\pi}^{+\pi}$ er en sagtannet ikke-linearitet som reduserer Φ til intervallet $[-\pi, \pi]$, og α er en parameter i området $0 < \alpha \leq 1$, hvilket vi i det følgende vil anta lik 1.

Det er lett å verifisere at ligning (8) bringer til veie et godt, endelig utpakket pilotfaseestimat, forutsatt forskjellen mellom bærebølgefase i det gjeldende pilotfelt og det
 20 endelige estimat $\hat{\theta}^{(P)}_f(l-1)$ på de tidligere spalter er mindre enn π . Hvis den betingelsen ikke tilfredsstilles, kan vi tenke på tilbakevirkningsalgoritmen i figur 11 som i en syklusglipp. Dette kan for eksempel være tilfellet når bærebølgefase som et resultat av en resterende bærebølgefrequens offset Δv , vokser lineært over en spalteperiode (to konsekutive pilotfelt) av mer enn π , det vil si

$$25 \quad 2\pi\Delta v L_s T \geq \pi \Rightarrow \Delta v T \geq \frac{1}{2L_s} \quad (9)$$

Ligning (9) innebærer en begrensning på maksimalverdien av det resterende normaliserte frekvensavviket som oppkningsalgoritmen kan håndtere uten syklusglipper. Desto lengre spaltelengden er, desto mindre er det maksimale bærekraftige frekvensoffset.

Bemerk at (9) tar med i beregningen behovet kun på grunn av bærebølgefrequens-offset; når termisk støy også tas i betraktning, kan syklusglippraten øke. I særdeleshet, under antagelsen av høy SNR, indikerer ligning (6) at faseestimatene ut av FF ML-estimatoren er gaussiske og uavhengige, slik at man kan beregne sannsynligheten for at en syklusglipp inntreffer som

$$P_{CS} = \Pr\left\{|\theta^{(p)}(l) - \theta^{(p)}(l-1)| > \pi\right\} = 2 \int_{\pi}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{4\pi\sigma^2 N_1}} e^{-\frac{x^2}{4\sigma^2 N_1}} dx \quad (10)$$

Figur 12 viser syklusglippsannsynligheten P_{CS} som funksjon av pilotfeltlengden som i (10), for forskjellige verdier av SNR. Bemerk hvordan P_{CS} synker når L_P og SNR øker. Hvis man ønsker å designe systemet med baud rate F_S for å kunne ha mindre enn 1 syklusglipptilfelle per transmisjonstid må sannsynligheten for syklusglipp settes til mindre enn $L_S/(3600 F_S)$, hvilket korresponderer til den inverse av antallet av pilotfeltbaserte faseestimerer pr. time. Med for eksempel $F_S = 25 \times 10^6$ og $L_S = 276$ resulterer kravet på P_{CS} i å være 3×10^{-9} . Fra figur 12 viser det seg at kravet nås for $L_P > 6$ med $E_S/N_0 = -3$ dB, $L_P > 3$ med $E_S/N_0 = -1$ dB, $L_P > 2$ med $E_S/N_0 = 1$ dB og $L_P > 1$ med $E_S/N_0 = 3$ dB.

Syklusglippraten øker også på grunn av nærværet av fasestøy. Hvis fasestøyen imidlertid ikke er særskilt raskt slik at fasevariasjonen mellom to konsekutive piloter er neglisjerbar med hensyn til den termiske støy og frekvensflimmerbidraget, kan dets effekt neglisjeres. Dette viser seg å være tilfelle for DVB-S2-fasestøymodellen ved 25 Mbaud og med noenlunde korte spalter.

Tilfellet med syklusglippanalysen vil bli omtalt senere i dokumentet når den samlede systemprestasjon vil vurderes ved hjelp av simuleringer.

Et ytterligere punkt å bemerke om syklusglippegenskaper av utpakningsteknikken av figur 11, er at fasesyklusglipper forekommer i multipler av 2π slik det nå er vist. La oss med dette formål vurdere ligning (8) som vi nå omskriver ved å ta med i beregningen at i) sagtansfunksjonen introduserer et fasehopp av et multiplum av 2π ($n2\pi$), og ii) faseestimatet ved utgangen av FF ML-estimatoren avviker fra den sanne ved et multiplum av 2π (i tillegg til estimeringsavviket):

$$\hat{\theta}^{(p)}_{(f)}(l) = \hat{\theta}^{(p)}(l-1) + \hat{\theta}^{(p)}(l) - \hat{\theta}^{(p)}_f(l-1) \pm n2\pi = \hat{\theta}^{(p)}(l) \pm n2\pi = \theta^{(p)}(l) \pm k2\pi + n2\pi \quad (11)$$

Så kan man fra (11) se at det endelige opp-pakkede estimat alltid er forskjellig fra det sanne ved et multiplum av 2π , hvilket betyr at faseestimatene i det minste over pilot-

feltene alltid er korrekte. Problemet oppstår ved interpolering av to konsekutive fase-estimerer når en syklusglipp har inntruffet, siden det vil føre til en dårlig interpolering over spalten mellom de to piloter.

5 En familie av pilotassisterte teknikker gjør bruk av en beslutningsrettet digital PLL for bruk på datadelen av spalten mellom konsekutive pilotbaserte faseestimerer. Så, som en start, vil vi summere grunnprinsippene av en slik sløyfe for modulasjonsformatene vi vurderer.

Først baseres bærebølgefaseestimeringsalgoritmen på en digital faselåst sløyfe (DPLL) med "blind"-fase- avviksdeteksjon med harde avgjørelser (digital DD låst sløyfe fase-estimator). Figur 1 viser den samlede arkitekturen av fasegjenvinningsenheten (PRU).
10 Signal $z(k)$ påtreffes først motsatt-rotert ved en mengde lik det gjeldende estimatet $\hat{\theta}(k)$ av den gjeldende bærebølgefase θ , produserende $y(k)$. Deretter er det sendt til en kjent hard detektor (SLICER) for slik å bringe til veie et estimat $\hat{c}(k)$ av k -overføringssymbol (kodet). I dette hensyn antar vi å utføre oppdeling i henhold til
15 overføringskonstellasjonen for QPSK og 8PSK og kvadrantoppdeling for 16 QAM og 4+12 APSK. Kvadrantoppdeling foretrekkes for 16QAM og 16 APSK siden det er lettere å implementere.

Signaler $y(k)$ og $\hat{c}(k)$ (hvilket oppnås fra $y(k)$) anvendes av faseavviksdetektoren (PED) for å bygge opp feilsignalet $e(k)$

$$20 \quad e(k) = \text{Im}\{y(k)\hat{c}^*(k)\} \quad (12)$$

hvilket representerer inngangen av sløyfefilteret (c^* betegner konjugatet av c). For å overkomme en gjenværende frekvens offset tydde vi til den andre-ordens sløyfe illustrert i figur 14. De relevante sløyfeligninger er

$$\theta(k+1) = \hat{\theta}(k) + \mu(k) \quad (13)$$

$$25 \quad \mu(k+1) = \mu(k) + \gamma(1 + \rho)e(k+1) - \gamma e(k) \quad (14)$$

Sløyfeparametere ρ og γ kan relateres til sløyfestøybåndvidden B_L og til sløyfedempingsfaktoren ζ som følger

$$\zeta = \frac{(1 + \rho)\sqrt{\gamma A_0}}{2\sqrt{\rho}} \quad (15)$$

$$B_L T = \frac{2\rho + \gamma A_0(2 + \rho)}{2[4 - \gamma A_0(2 + \rho)]} \quad (16)$$

5 hvor A_0 betegner S-kurve stigningen ved utgangspunktet. Det er vanlig praksis å fik-
sere ζ og $B_L T$ i overensstemmelse med designspesifikasjonene og deretter avlede pa-
rameterne ρ og γ gjennom (15)-(16). Antas (som alltid er tilfelle) $B_L T \ll 1$, kan det
vises at

$$\rho \approx \frac{4B_L T}{1 + 4\zeta^2} \quad \gamma \approx \frac{16\zeta^2 B_L T}{A_0(1 + 4\zeta^2)} \quad (17)$$

Faseestimatet (13) er inngangssignal til en oppslagstabell for å bringe til veie mot-
rotasjonsfaktoren $\exp(-j\hat{\theta}(k))$ som kompenserer for faseavviket i $z(k)$.

10 S-kurvene av PED for de forskjellige moduleringsystemer er beregnet ved hjelp av
computersimuleringer, ved $E_S/N_0 = \infty$ og ved deres respektive operasjonspunkter som
er nevnt i tabell 1.

Som med alle beslutningsrettede sløyfer, introduserer glatteren (slicer) en faseflerty-
dighet. For eksempel for 8PSK er en $\pi/4$ flertydighet til stede i fasegjenvinningspro-
sessen. Faseflertydigheten løses med assistanse av de pilotbaserte faseestimerer, som
15 det vil gjøres rede for senere.

Som kjent fra en artikkel av de GAUDENZI et al: "*Performance Analysis of Decision-
Directed Maximum-Likelihood Phase Estimators for M-PSK Modulated Signals*", IEEE
Transaction on Communications, Vol. 43, nr 12, Des. 1995, sider 3090-3100, avheng-
er for DD-systemer S-kurven på E_S/N_0 -verdien og i særdeleshet tenderer den å flate ut
20 når E_S/N_0 synker, som et resultat av et økende antall av dekodingsavvik. Dette er vik-
tig for designet av sløyfebåndvidden, siden stigningen av S-kurven ved utgangspunk-
tet skulle bestemmes ved de opererende E_S/N_0 verdier. For eksempel for 8PSK viser
stigningen seg å være 0,11 ved $E_S/N_0 = 6,6$ dB (istedenfor 1 for $E_S/N_0 = \infty$) Dette betyr
at uten å korrigere sløyfeforsterkningen, vil sløyfebåndvidden ved $E_S/N_0 = 6,6$ dB være
25 nesten to størrelsesklasser lavere enn den uten støy.

En rekke teknikker kan tenkes som gjør bruk av både pilotestimatene og de beslut-
ningsrettede DD DPLL symbol-for-symbol estimerer på datadelen av spalten. De har
også alle til felles at de er moduleringsavhengig, i betydningen at DD DPLL-strukturen
(i særdeleshet glatteren og/eller sløyfebåndviddeverdien) har å endre i henhold til den
30 spesielle modulering brukt i datarammene.

En mulig teknikk er å initiere minnet av DPLL-integratoren av ligning (11) ved $\hat{\theta}^p_f(l)$ av pilotfeltet før datadelene av spalten som er under prosessering. Vi vil betegne denne teknikken med akronymet PA-FL (Pilot-Aided Forward Loop, pilot-assistert fremlengs sløyfe) siden DD-sløyfen assisteres av pilotfaseestimatet og fungerer på fremlengsdataene (se figur 15). Sløyfebåndviddeverdien må være optimalt valgt for å kunne minimere faseavviket RMS over dataene. Siden DPLL ikke nødvendigvis vil fungere fullt ut i likevektstilstand under spaltetiden, er en likevekts teoretisk lineær optimering av sløyfebåndviddeverdien ikke alltid mulig, slik at man må ty til simuleringer for å finne optimumet.

10 Fra figur 15 er det klart hva som er begrensningen av denne tilnæringsmåten: de pilotbaserte estimater tas kun med i beregningen som et tidligere estimat av DPLL, det vil si at ingen forutsigelse basert på det neste tilgjengelige pilotestimat utnyttes. Som et resultat forventes det at den DPLL estimerte fasebane tenderer til å avvike fra den sanne fase når punktet nærmer seg enden av spalten.

15 En mulig forbedring av PA-FL-teknikken er hva vi kaller PA-FBL-(Pilot Aided Forward and Backward Loops, pilot-assistert fremlengs og baklengssløyfe)-teknikk, hvor to identiske sløyfer kjøres på dataene: én arbeider på fremlengsdataene startende fra $\hat{\theta}^p_f(l)$ (som i PA-FL-teknikken), mens den andre arbeider på baklengsdataene startende fra $\hat{\theta}^p_f(l+1)$ av den neste piloten. Fasebanene $\hat{\theta}_F(k_s)$ og $\hat{\theta}_B(k_s)$, hver bestående av (Ls-Lp) kalkulerte punkter (k_s er symbolindeksen over en generisk spalte som i figur 15) som kommer fra de to DPLL, settes så sammen for å få en endelig mellom fasebanene $\hat{\theta}_F(k_s)$ og $\hat{\theta}_B(k_s)$ (se figur 16). Kombinasjonen kan være en enkel aritmetisk middelværdi:

$$\hat{\theta}_a(k_s) = A\hat{\theta}_F(k_s) + B\hat{\theta}_B(k_s)$$

25 hvor $A + B = 1$ og A og B er konstante og forskjellige fra 0 eller en vektet middelværdi (i dette tilfellet benevner vi teknikken PA-WFBL) hvilket betyr at A og B avhenger av verdien av k_s . I PA-WFBL-tilnærmingen er middelværdien fortrinnsvis utført ved å gi mer vekt til DPLL-estimatet som er nærmere sitt originale start pilot-baserte estimat, hvor begrunnelsen er at jo lengre fra det ML-pilotbaserte estimat, jo mindre pålitelig er DPLL-fasebanen. I den foretrukne utførelsesform er middelværdien $\hat{\theta}_a(k)$ utført som:

30

$$\hat{\theta}_a(k_s) = \left(1 - \frac{k_s}{(L_S - L_P)}\right) \hat{\theta}_F(k_s) + \left(\frac{k_s}{(L_S - L_P)}\right) \hat{\theta}_B(k_s) \quad (18)$$

hvor $\hat{\theta}_F(k_F)$ og $\hat{\theta}_B(k_F)$ er de estimerte fasebaner av henholdsvis de fremlengs og baklengs sløyfer. Bemerk at $k_s = 0$ korresponderer til pilotfeltet.

En annen klasse av teknikker er datamoduleringsuavhengige, siden FF ML-estimatene utført over pilotfeltene anvendes som basepunkter av en faseinterpoleringsprosess. Faseestimatene av dataene er deretter sampler av interpoleringsfunksjonen og gjør således ingen bruk av noen informasjon om overføringssymbolene. Denne teknikken beskrives i figur 17.

Bemerk at basepunktene (de pilotbaserte estimater) i figuren ovenfor antas å korrespondere til kun et symbolintervall, og interpolantene beregnes for hvert av symbolene korresponderende til en spalte, det vil si inklusive L_P pilotsymbolene. I realiteten referer de pilotbaserte estimater til L_P sampler, og interpolantene trenger ikke å beregnes over dette settet av sampler. Dog vil vi, for å kunne på riktig måte sette det matematiske rammeverk av teknikken, anta at de pilotbaserte FF ML-faseestimer korresponderer til et estimat av bærebølgefasen ved symboltiden av det siste symbollet av pilotfeltet, og interpolantene beregnes for alle symbolene av basepunktperioden L_S (selv om de siste L_P estimater på en slik måte blir forkastet). Denne tilnærmingen holder for korte lengder av pilotfeltene, som er mye kortere enn tidskonstanten av bærebølgefaseprosessen. Noe prestasjonsreduksjon forventes når dynamikken av bærebølgefasen er slik at $\theta(k)$ ikke kan approksimeres som konstant under pilotfeltene.

I tillegg vil vi fra nå av, for å kunne forenkle notasjonen, bruke den følgende identitet når pilotbaserte estimater indikeres

$$\theta(l \cdot L_S) \equiv \hat{\theta}^{(P)}_f(l)$$

hvilket kun sier at de FF ML-pilotbaserte estimater kun er sampler av den samlede estimerte fasebane ved multipler av spaltelengden.

Den enkleste interpoleringsteknikken som man kan tenke seg, er den lineære interpolering mellom to konsekutive pilotestimer. Denne teknikken, hvilket vil betegnes PALLI, illustreres i figur 18. For å kunne beregne interpolantene for den gjeldende $(\bar{l} - ih)$

spalte, anvender interpolatoren kun FF ML-estimatet av pilotfeltene av $(l - th)$ spalten og den av den neste spalte ($(\bar{l} + 1)$ -te spalte) i henhold til den følgende ligning.

$$\hat{\theta}(k_s) = \hat{\theta}(\bar{l} \cdot L_s) + \left[\hat{\theta}((l+1) \cdot L_s) - \hat{\theta}(l \cdot L_s) \right] \left(\frac{k_s}{L_s} \right), k_s = 1, 2, \dots, L_s - 1 \quad (19)$$

Et videre steg vil være å vurdere en interpoleringsteknikk hvor interpolantene i en gitt spalte beregnes med en høyere ordens interpoleringsfunksjon, det vil si parabolisk eller kubisk. Dog, i stedet for å bruke denne rute ved derivering av høyere ordens interpolatorer, vil vi i det neste avsnittet undersøke en MMSE (Minimum Mean Square Error)-teknikk, hvilket vil tillate oss å avlede en "optimum" interpolator.

Figur 19 viser flimmerprestasjonen av algoritmen for forskjellige SNR-verdier. Som vist er ytelsen ikke tilfredsstillende for det pilotoverskudd siden målflimmerprestasjonen av tabell 2 alle har feilet.

Den beste interpoleringsteknikken (med tanke på minimum middelværdi i avviksstyrke) baseres på en MMSE-("Minimum Mean Square Error")-teknikk. Denne form for interpoleringsteknikk er allerede anvendt for "flat fading" kanaler [5] for å overkomme hurtig varierende fadingsprosesser. Imidlertid ble interpoleringen i det arbeidet utført på den komplekse viser, hvor denne representerer fadingsprosessen og den pilotbaserte estimeringen bare var én-symbols verdisampler hvor moduleringssymbolet var fjernet. Her modifierer vi denne tilnæringsmåten til interpoleringen av fasestøyen hvor de pilotbaserte estimerer utføres som i seksjon 5 over L_P symboler med FF ML-faseestimeringsalgoritmen. I det følgende beskriver vi det matematiske rammeverk som fører til utledningen av algoritmen.

Vi vil begynne med å utforske ligning (6) som vi omskriver her ved å tillegge symbolindeksen og utelate indekset "p" (implisitt er faseestimatene tatt ved multipler av spalteperioden fra pilotene)

$$\hat{\theta}(l \cdot L_s) \cong \theta(l \cdot L_s) + N_1(l \cdot L_s) \quad (20)$$

Det er underforstått at estimatene fra FF ML-estimatorene antas å være etterprosessert ved utpakkingsalgoritmen i figur 11. Dog, for å kunne forenkle notasjonen, utelater vi den opphøyde "p".

Det vi vil avlede, er et sett av filtre med koeffisienter $\gamma_{k_s}(m)$ (et filter for hver symboltid i spalten) slik at faseinterpolantene over spalten

$$\hat{\theta}(l \cdot L_S + k_s) = \sum_{m=-M}^M \gamma_{k_s}(m) \hat{\theta}[(l+m) \cdot L_S] \quad (21)$$

er optimale i betydning at de minimerer "mean square error"

$$J(k_s) = E \left\{ \left[\theta(l \cdot L_S + k_s) - \sum_{m=-M}^M \gamma_{k_s}(m) \hat{\theta}[(l+m) \cdot L_S] \right]^2 \right\} \quad (22)$$

Anvendelse av ortogonalitetsprinsippet gir optimumkoeffisientene som løsningen til settet av ligninger

$$E \left\{ \left[\theta(l \cdot L_S + k_s) - \sum_{m=-M}^M \gamma_{k_s}(m) \hat{\theta}[(l+m) \cdot L_S] \right] \hat{\theta}[(l+p) \cdot L_S] \right\} = 0, p = 0, \pm 1, \dots, \pm M \quad (23)$$

for $k_s = 0, 1, \dots, L_S - 1$.

Ligning (23) kan settes i en mer passende form ved å introdusere autokorrelasjonen av $\hat{\theta}(l \cdot L_S)$

$$R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_S) \equiv E \left\{ \hat{\theta}[(l+p) \cdot L_S] \hat{\theta}[l \cdot L_S] \right\} \quad (24)$$

og krysskorrelasjonen av $\theta(l \cdot L_S)$ og $\hat{\theta}(l \cdot L_S)$

$$R_{\theta\hat{\theta}}(pL_S) \equiv E \left\{ \theta[(l+p) \cdot L_S] \hat{\theta}[l \cdot L_S] \right\} \quad (25)$$

Da blir (23)

$$\sum_{m=-M}^M \gamma_{k_s}(m) R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(mL_S - pL_S) = R_{\theta\hat{\theta}}(k_s - pL_S), p = 0, \pm 1, \dots, \pm M, k_s = 0, 1, \dots, L_S - 1 \quad (26)$$

Disse ligninger er såkalte Wiener-Hopf ligninger som også kan settes i en matriseform som

$$R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}\gamma_{k_s} \equiv r_{\hat{\theta}\hat{\theta}k_s}, k_s = 0, 1, \dots, L_S - 1 \quad (27)$$

hvor

$$r_{\hat{\theta}\hat{\theta}k_s} \equiv \left[R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(k_s + ML_S), R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(k_s + (M-1)L_S), \dots, R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(k_s), \dots, R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(k_s - ML_S) \right]^T \quad (28)$$

$$\gamma_{k_s} \equiv \left[\gamma_{k_s}(-M), \gamma_{k_s}(-M+1), \dots, \gamma_{k_s}(0), \dots, \gamma_{k_s}(M) \right]^T \quad (29)$$

5 og

$$R_{\hat{\theta}\hat{\theta}} \equiv \begin{bmatrix} R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(-ML_S + ML_S) & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}((-M+1)L_S + ML_S) & \dots & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(ML_S + ML_S) \\ R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}((-ML_S + (M-1)L_S) & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}((-M+1)L_S + (M-1)L_S) & \dots & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}((ML_S + (M-1)L_S) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(-ML_S - ML_S) & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}((-M+1)L_S - ML_S) & \dots & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(ML_S - ML_S) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(0) & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(L_S) & \dots & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(2ML_S) \\ R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(L_S) & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(0) & \dots & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(2ML_S - 1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(2ML_S) & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(2ML_S - 1) & \dots & R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(0) \end{bmatrix} \quad (30)$$

Nå ses det fra (20) at korreleringsfunksjonene (24) og (25) også kan settes i de følgende former

$$10 \quad R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_S) \equiv R_{\theta\theta}(pL) + \frac{1}{2L_p E_S / N_0} \delta(p) \quad (31)$$

$$R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_S) \equiv R_{\theta\theta}(pL_S) \quad (32)$$

følgelig kan matrisesammensetning (27) omskrives som

$$\left[R_{\theta\theta} + \frac{1}{2L_p E_S / N_0} I \right] \gamma_{k_s} = r_{\theta\theta k_s}, k_s = 0, 1, \dots, L_S - 1 \quad (33)$$

15 hvor definisjonene av $R_{\theta\theta}$ og $r_{\theta\theta k_s}$ lett kan avledes fra (28) og (30). Ligning (33) kan enkelt løses ved en matriseinversjon for hver $k_s = 0, 1, 2, \dots, L_S - 1$, det vil si

$$\gamma_{k_s} = \left[R_{\theta\theta} + \frac{1}{2L_p E_s / N_0} I \right]^{-1} r_{\theta\theta k_s}, k_s = 0, 1, \dots, L_s - 1 \quad (34)$$

Ligning (34) indikerer at uttakene av Wiener-filteret avhenger av autokorrelasjonsfunksjonen av bærebølgefasen og av signal/støy-forholdet. Siden disse generelt ikke er kjent a priori, enten estimeres de eller antas å være satt til et fast verst tilfelle. Vi vil komme tilbake til disse argumentene senere i avsnittet. Nå vil vi avlede et uttrykk for "minimum mean square error" resulterende fra interpoleringen av Wiener-filteret med uttak (34). Med dette formål omskriver vi (22) i en matriseform, beregner forventningene og anvender ortogonalitetsprinsippet (23) for å få

$$J(k_s) = R_{\theta\theta}(0) - r_{\theta\theta k_s}^T \gamma_{k_s} = R_{\theta\theta}(0) - r_{\theta\theta k_s}^T \left[R_{\theta\theta} + \frac{1}{2L_p E_s / N_0} I \right]^{-1} r_{\theta\theta k_s}, k_s = 0, 1, \dots, L_s - 1 \quad (35)$$

Middelverdien av "mean square error" $J(k_s)$ over spalten, det vil si \bar{J} , kan også beregnes som

$$\bar{J} = \frac{1}{L_s} \sum_{k_s=0}^{L_s-1} J(k_s) \quad (36)$$

Figur 20 og figur 21 viser impuls- og frekvens- (amplitude-) responsen av Wiener-interpolatoren for forskjellige posisjoner over spalten k_s .

Figur 22 viser "root mean square error" (kvadratroten av (36)) som funksjon av spaltelengden for et overhead av 2,23%, 25 Mbaud symbolrate og $M=5$, for forskjellige verdier av SNR (korresponderende til den laveste virkende SNR for QPSL, 8PSK og 16QAM/ 4+12APSK).

I figuren holdes overskuddet konstant slik at når lengden øker, vokser pilotfeltlengden også. Dette forklarer formen av kurvene på figur 22: for veldig korte spalter er også pilotfeltet svært kort, slik at FF ML-estimatene resulterer i å være upresise og således påvirke den samlede RMSE. På den annen side, for lange spalter tenderer fasestøysamplene over $(2M+1)$ spaltene anvendt av interpolatoren å bli mindre korrelert og således redusere fordelene ved interpoleringen.

Figur 23 viser avhengigheten av fase-RMSE til antallet av uttak på Wiener-filteret $(2M+1)$. Som sett synker RMSE når M øker opp til et punkt hvor fasestøyen ikke er

korrelert lenger, slik at de tilleggsvis basepunkter ikke bringer fordeler til interpoleringsprosessen.

En mulig implementering av Wiener-interpoleringsteknikken (som vil betegnes PA-WI fra nå av) illustreres i figur 24.

- 5 Blokkdiagrammet vist i figuren er selvforklarende. De eneste to bemerkninger verdt å nevne er: 1) Koeffisientene av Wiener-filteret behøver å beregnes kun én gang ved systeminitialiseringen; 2) Wiener-filteruttak behøver ikke å beregnes for hver spalteposisjon siden de siste L_p symboler faktisk er pilotsymboler, følgelig behøver de ikke de-roteres før dekoding. Det er grunnen til at sirkulær buffer i figur 24 kun inneholder
- 10 $L_S - L_p$ vektorer av uttak.

Vi skal nå påpeke et antall praktiske implementeringsspørsmål vedrørende MMSE-interpoleringsteknikkene og foreslå de relative løsninger.

- Hittil har vi antatt å kjenne både autokorrelasjonsfunksjonen av fasestøyprosessen og signal/støy-forholdet E_S/N_0 . Denne hypotesen er generelt ikke realistisk siden disse to
- 15 kvantiteter vanligvis ikke er fullstendig kjent a priori.

- Fasestøymaskeringen i figur 4 er kun en indikasjon på det verste tilfelle PSD av fasestøyen i systemet, på den måte at PSD av den sanne fasestøyen garanteres å være nedenfor den maskeringen for hele frekvensområdet av interesse. Den eksakte formen er dog ukjent selv om det absolutt ligner en "low pass" frekvensfunksjon som den ene
- 20 av maskeringene. Slik kan to tilnæringsmåter følges her: 1) det verste tilfellet PSD av fasestøyprosessen og det nominelle SNR-operasjonspunktet overveies ved beregning av Wiener-filterkoeffisientene, eller ii) autokorrelasjonsfunksjonen av fasestøyen så vel som SNR estimeres ved systeminitialisering. Den første tilnæringsmåte er med visshet den enkleste siden den vanligvis garanterer god ytelse ved at avviket på
- 25 grunn av feiljustering mellom den sanne fasestøyen PSD og den verste tilfelle maskering vanligvis kompenseres for av den lavere styrken av den sanne fasestøyen. Derfor er dette den tilnæringsmåten vi anbefaler.

- Den andre teknikken innbefatter et fasestøyautokorrelasjonsestimert over pilotfeltene som følger: først utføres et estimert av autokorrelasjonen $R_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_S)$ av faseestimatene
- 30 $\hat{\theta}(lL_S)$ ved å utføre tidsdomene kryss-korrelasjonsprodukter over en vektor av N pilotbaserte faseestimer som i den følgende ligning

$$\hat{R}_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_s) = \frac{1}{N-p} \sum_{l=0}^{N-1} \hat{\theta}(lL_s) \hat{\theta}((l+p)L_s) \quad (37)$$

Som nummer to utføres et estimat av SNR ved å estimere styrken av signalsamplene ved den passende filterutgangen (2), hvilket, når det antas perfekt AGC-operasjon, er ekvivalent med $C_2 + C_2/E_s/N_0$. Siden C_2 (signalkonstellasjonsstyrken) er kjent, beregnes

5 SNR lett; iii) endelig beregnes et estimat av fasestøyautokorrelasjonsfunksjonen $\hat{R}_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_s)$ ved forsinkelser av multipler av spalteintervallet ved å gripe til ligning (31)

og anvende estimatene utført i trinn i) og ii). Autokorrelasjonsverdiene for forskyvninger som ikke er multipler av spalteperioden kan deretter gjenopprettes ved å utføre en lineær interpolering mellom inntilliggende estimater $\hat{R}_{\hat{\theta}\hat{\theta}}(pL_s)$. Det skal bemerkes

10 at disse teknikkene også bringer til veie, som et biprodukt, et estimat av SNR.

Wiener-filterteorien illustrert her forutsetter at hele bærebølgefasen kjennetegnes kun ved fasestøyprosessen. I realiteten eksisterer et gjenværende bærebølgefrekvensavvik så vel som en konstant faseusikkerhet på grunn av kanaldistorsjonen. Nærværet av disse to kvantiteter forårsaker at den samlede bærebølgefasen er helt ukjent slik at en

15 objektiv faseestimator er nødvendig.

Hvis vi vender vår oppmerksomhet mot ligning (21) hvor vi antar en konstant bærebølgefase i det minste over filterhukommelsen, beregnes Wienerfilter-middelestimatet med letthet til å være

$$E\{\hat{\theta}(lL_s + k_s)\} = \theta \sum_{m=-M}^M \gamma_{k_s}(m) \quad (38)$$

20 hvilket generelt har et avvik siden det ikke garanteres at summen av Wienerfilteruttak er én. Hvis vi like fullt pålegger denne betingelse kan vi dermed garantere et objektivt estimat. Det kan gjøres ved å skalere de oppnådde Wienerfilteruttak ved ligning (34)

ved forholdet $1 / \sum_{m=-M}^M \gamma_{k_s}(m)$.

25 Wienerfilterinterpoleringsteknikken har en ganske kompleks struktur siden den trenger $L_s - L_p$ interpolerende filtre, hver med $2M+1$ uttak. Et spørsmål oppstår så om hvorvidt en forenkling er mulig uten en mindre innflytelse på ytelse. Svaret kommer ved å undersøke den estimerte fasebane ved Wienerfilterets utgang som avbildet i figur 25, hvor en 276 spaltelengde med 6 pilotsymboler anvendes. Som sett virker fasebanen over datafeltet av spalten nesten lineær og antyder således at en lineær interpole-

ringstilmnærming nesten er optimal for i det minste noenlunde korte spaltelengder. Ideen er deretter å utføre Wienerfilterinterpolering kun for $k_s=0$ (på pilotene) og tegne en lineær interpolering mellom pilotbaserte estimater. Resulterende blokkdiagram av systemet implementerende den forenklede versjon av Wienerfilterinterpoleringen (PA-SW1) er vist i figur 26.

Simuleringer er kjørt for å vurdere ytelsen av PA-SWI-teknikken med DVB-S2 systemparameterne, og resultatene er vist i figur 27. Når det sammenlignes med figur 22, kan man verifisere at ytelsesforringelsene virkelig er små for hele settet av undersøkte spaltelengder.

Figur 28 viser RMS faseflimmer av PA-SWI-teknikken for en fast spaltedatalengde av 270 symboler og forskjellige verdier av SNR og pilotfeltlengden. Som sett kan QPSK og 8PSK målflimmer-RMS nås for $L_p=6$ mens det virker som at det for 4+12 APSK kan være nødvendig med et lengre overskudd.

Så langt har antagelsen vært at ingen bærebølgefrequensavvik er til stede, det vil med andre ord si at vi har antatt en perfekt bærebølgefrequensgjenoppretting. Siden dette ikke er en realistisk antagelse og med tanke på at ytelsen av bærebølgefasegjenopprettingen er høyst avhengig av en god bærebølgefrequensgjenoppretting, foreslår vi i dette avsnittet å undersøke problemet med bærebølgefrequensgjenoppretting passende for den pilotassisterte algoritmen presentert i dette dokumentet. Først starter vi imidlertid med å vurdere sensitiviteten av de presenterte bærebølgefasegjenopprettingsystemer på faste frekvensavvik.

Siden det er ganske vanskelig å forutsi prestasjonen av de presenterte bærebølgefasegjenopprettingsalgoritmer ved teori, griper vi til computersimuleringer.

Figurene 28 - 29 viser den simulerte flimmerprestasjon i forhold til spaltelengde ved $SNR=6,6$ dB for en resterende normalisert bærebølgefrequens offset av henholdsvis 5×10^{-5} og 10^{-5} . Som vist tenderer disse tilbakeføringsalgoritmer mot å være ganske sensitive overfor bærebølgefrequensavvik så små som 10^{-5} (med den valgte optimale, normaliserte sløyfebåndbredde av 3×10^{-4}). Dette pålegger et veldig trangt presisjonsvilkår overfor bærebølgefrequensgjenopprettingsalgoritmen som det kan være svært vanskelig å oppnå.

En bedre adferd er i stedet vist av PA-SWI-algoritmen (se figur 31). En kjensgjerning er at algoritmefflimmerprestasjonen er nesten fullstendig uavhengig av bærebølgefrequensavviket forutsatt at faseoppkningskretsen ikke erfarer en syklusglipp. For å bevise dette poenget la oss vende oppmerksomheten mot ligning (26), som når den er

løst, tillater å beregne koeffisientene for Wienerinterpolatoren, og at vi omskriver her for $k_S=0$, (hvilket er den eneste ligningen som PA-SWI behøver å løse)

$$\sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) R_{\hat{\theta}}(mL_S - pL_S) = R_{\hat{\theta}}(-pL_S), p = 0, \pm 1, \dots, \pm M, \dots \quad (39)$$

Det er lett å vise at koeffisientene $\gamma_0(m)$ er en jevn funksjon med hensyn til m . Ved faktisk å bruke det faktum at korreleringsfunksjonene i (39) er jevne, benyttes de følgende identiteter:

$$\begin{aligned} \sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) R_{\hat{\theta}}(mL_S - pL_S) = R_{\hat{\theta}}(-pL_S) &\Rightarrow \sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) R_{\hat{\theta}}(mL_S + pL_S) = R_{\hat{\theta}}(pL_S) \Rightarrow \\ \sum_{m=-M}^M \gamma_0(-m) R_{\hat{\theta}}(-mL_S - pL_S) = R_{\hat{\theta}}(pL_S) &\Rightarrow \gamma_0(-m) = \gamma_0(m) \end{aligned}$$

Vi vil anvende denne egenskap for å vise at ytelsen av PA-SWI-estimatoren i prinsippet er uavhengig av et resterende bærebølgefrequensavvik. La oss med dette som formål vurdere ligning (21) som vi omskriver her for $k_S=0$

$$\hat{\theta}(l \cdot L_S) = \sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) \hat{\theta}[(l+m) \cdot L_S] \quad (40)$$

I nærvær av et resterende bærebølgefrequensavvik $\Delta\nu$ er det lett å vise at FF-ML-faseestimatoren produserer, i et støyfritt tilfelle, et faseestimat som er $\hat{\theta}(m) + 2\pi m \nu L_S T$. Substituering av dette resultatet tilbake i (40), gir

$$\hat{\theta}(l \cdot L_S) = \sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) \hat{\theta}[m \cdot L_S] + \sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) 2\pi m \Delta\nu L_S T = \sum_{m=-M}^M \gamma_0(m) \hat{\theta}[m \cdot L_S] \quad (41)$$

hvor den siste identiteten følger fra egenskapen (som vi nettopp har vist) av interpolatorkoeffisientene til å være en jevn funksjon av m .

Et enkelt pilotassistert bærebølgefrequensgjenoppsettningssystem med god flimmerprestatjon og stort akkvisisjonsområde er foreslått nedenfor. Nødvendigheten av et pilotassistert system for bærebølgefrequensgjenoppsettning stammer fra settet av stramme vilkår som må oppfylles for DVB-S2-applikasjoner:

- 1) Normalisert frekvensakkvisisjonsområde med opp til +/- 0,2 (+/- 5 MHz ved 25 Mbaud symbolrate). For kanalinnstilling kan +/- 25 kHz overveies;

- 2) Må være i stand til å følge frekvensstigninger opp til 30 kHz/s;
- 3) Bør fortrinnsvis være moduleringsuavhengig siden moduleringsformatet i enkelte anvendelser kan være ukjent og variere fra ramme til ramme (unikast/ACM);
- 5 4) Må være i stand til å mestre fasestøy;
- 5) Bør ha en rimelig akkvisisjonstid (selv om den "fulle" frekvenstransient fra +/- 5 MHz finner sted kun ved systemoppstart).

Flesteparten av de kjente ikke-data-assisterte (Non-Data-Aided, NDA) systemer har de følgende negative egenskaper:

- 10 1) De er moduleringsavhengige
- 2) De mest presise systemer har ikke det nødvendige frekvensakkvisjonsområdet (behøver dobbeltstadiesløyfer)
- 3) Avstand fra Cramer-Rao vokser hurtig med moduleringsorden
- 4) Flesteparten behøver signaloversampling, hvilket kan være ugjenomførlig
- 15 ved høye symbolrater
- 5) Enkelte behøver tung databearbeiding

Derfor er det nødvendig å ta i bruk pilotassisterte systemer.

Et veldig enkelt, men effektivt system som kan anvendes, er den dataassisterte versjonen av forsinkelses-og-multipliseringsteknikken [1], i hvilken en andreordens DPLL

20 gjør bruk av et avvikssignal ut av en frekvensavvikdetektor (Frequency Error Detector, FED) med følgende uttrykk

$$e(k) = \text{Im}\{z^{(p)}(k)c^{(p)} * (k)z^{(p)} * (k-2)c^{(p)}(k-2)\} \quad (42)$$

hvor $z^{(p)}(k)$ er signalsamplene (2) ved den passende filterutgangen korresponderende til pilotsymbolene $c^{(p)}(k)$ (en god rammespalte antas å være til stede før bærebølgefrekvensakkvisjon). Forsinkelsen på to symbolperioder i algoritmen er valgt for å

25 kunne garantere god sporingsprestasjon. Siden det generelt er L_p kjente symboler pr. pilotfelt, er antallet av sampler tilgjengelig for FED L_p-2 . Under datasymbolene er sløyfen holdt frosset, det vil si at utgangen av det 2. ordens sløyfefilter holdes gjennom hele varigheten av datadelen av spalten.

30 Figur 32 viser blokkdiagrammet av bærebølgefrekvenssynkronisatoren.

Selv om sporingsprestasjonen av den foreslåtte bærebølgefrekvenssynkronisator kan utledes analytisk, har vi her valgt å rapportere simuleringsresultater for en gitt spalte-

konfigurasjon og anta kontinuerlig operasjonsmodus (frysingen av sløyfen innvirker ikke på flimmerprestasjon i betydelig grad). Figur 33 viser frekvensflimmer RMS som funksjon av SNR med en normalisert sløyfebåndbredde på 10^{-4} . Når det arbeides med spalter, reduseres den effektive sløyfebåndbredden (med hensyn til akkvisisjonstid) ved en faktor $(L_P-2)/L_S$. Se for eksempel figur 34, hvor frekvensakkvisisjonen vises for SNR=6,6 dB og en normalisert sløyfebåndbredde av 5×10^{-5} . Denne verdi av sløyfebåndvidden er valgt for å kunne forvise om at det momentane frekvensflimmer overstiger maksimumsverdien $1/(2L_S)$ pålagt av ligning (9) med en rate mindre enn 1 p.r. time transmisjon ved 25 Mbaud. Med dette formål er en gaussisk antagelse av PDF av frekvensflimmeret laget.

Det skal bemerkes at som et resultat av en kanalavstemning, bør bærebølgefasegjenopprettingsalgoritmen ikke erfare noen syklusglipper siden den maksimale normaliserte frekvensavvik som det impliserer er 10^{-3} for et 25 Mbaud system som er under den maksimale verdi $1/(2L_S)=1,8 \times 10^{-3}$ med $L_S=276$ for syklusglippfrie operasjoner.

I dette avsnittet viser vi simuleringresultater av den hele bærebølgesynkronisator-kretsen, hvor fasegjenopprettingsdelen utføres ved PA-SWI-teknikken. Blokkdiagrammet av systemet er avbildet i figur 35. Bærebølgefasegjenopprettingsystemet aktiveres først (etter at en passende spaltelinjustering nås), og etter at det har nådd likevekt omtrentlig etter et antall symboler lik $3L_S / [B_L T (L_P - 2)]$, slås bærebølgefasegjenopprettingskretsen på.

Systemet som vi har simulert, er et PA-system med $L_S=276$, $L_P=6$ og $E_s 1N_0=6,6$ dB. Likevektsresultater viser at faseavviksflimmer RMS i det samlede system øker ved kun $0,1 \sim 0,2$ grader på grunn av vekselvirkningene mellom bærebølgefasegjenopprettingen. Se også figur 36, hvor PSD av fasestøyen (masken) og det målte faseflimmer introdusert av bærebølgefasegjenopprettings-sløyfen vises. Som sett er frekvensflimmeret større enn fasestøyen kun ved relativt lave frekvenser (hvilke lett kan spores av bærebølgefaseestimatoren).

En svært lang simulering (2×10^9 symboler) er kjørt for å kontrollere for syklusglipper. Ingen ble funnet ved $E_s 1N_0=6,6$ dB. I stedet begynte et antall syklusglipper å fremkomme når SNR ble senket til omtrent 2 dB. Dette ser ut til å være i konflikt med resultatene av figur 12 som ser ut til å indikere at sannsynligheten av syklusglipper burde være slik at ingen syklusglipper skulle finne sted over 2×10^9 ved SNR=1 dB. Imidlertid må man ha i tankene at i) det i utledning av resultatene av figur 12 var gjort en høy SNR-antagelse og ii) figur 12 tar med i beregningen kun effekten av den termiske støyen, mens disse simuleringresultater også innbefatter fasestøyen og fa-

seflimringen induisert av bærebølgefrekvenssløyfen. Som en videre bekreftelse av avvikelsen fra teorien illustrert i figur 12, se figur 37 hvor den målte PDF av faseavviket ved utgangen av FF-ML-estimatoren for $\text{SNR}=6,6$ dB sammenlignes med en gaussisk distribuering med den samme varians. Bemerk avvikelsen fra gaussianitet av halene.

- 5 Figur 37 viser de samme resultater ved $\text{SNR}=10$ dB. Det er åpenbart fra den sistnevnte figur at avvikelsen fra gaussianitet er av en mindre størrelse når SNR øker, hvilket synes å bekrefte at avvikelsen fra gaussianitet har sin hovedsakelige årsak i mangelen av validitet av tilnærmingen anvendt til å utlede ligning (6).

P a t e n t k r a v

1. Fremgangsmåte for å tilveiebringe en pilotassistert fasesynkronisering av et digitalt inngangssignal som utgjøres av signalsampler $Z(k)$, hvor symbolet k representerer symbolindeksen, hvor nevnte digitale signal omfatter signalfelt som utgjøres av L_S symboler, nemlig en blokk av L_P pilotsymboler $Z^P(k)$ og et datafelt av $L_S - L_P$ datasymboler $Z^d(k)$, k a r a k t e r i s e r t v e d a t fremgangsmåten omfatter følgende trinn for hvert signalfelt som har en spalteindeks l , hvor k_s er symbolindeksen for fasekorreksjonsestimater over datafeltet:
- å ekstrahere pilotsymbolene $Z^P(k)$;
 - å beregne et uinnpakket faseestimat $\hat{\theta}(lL_S)$ over pilotblokken av nevnte signalfelt l ;
 - å interpolere nevnte uinnpakke faseestimer av suksessive signalfelt kun for $k_s = 0$ ved å laste settet av uttak kun ved initialisering, med en Wiener-interpolator som har M uttak for å fremskaffe interpolerte faseestimer med en "Minimum Mean Square Error";
 - å tilveiebringe lineær interpolering mellom nevnte interpolerte faseestimer for å fremskaffe fasekorreksjonsestimater $\hat{\theta}(k_s)$ over datafeltet av nevnte signalfelt med $k_s = 1, 2, \dots, L_S - L_P - 1$; og
 - å beregne, fra nevnte fasekorreksjonsestimater $\hat{\theta}(k_s)$, en fasekorreksjon $e^{-j\hat{\theta}(k_s)}$ som skal appliseres på nevnte digitale signal.
2. Fremgangsmåte som angitt i krav 1, hvor Wiener-filterkoeffisientene γ av nevnte uttak bestemmes ved å anvende fasestøyen PSD og signal/støy-forholdet SNR av signalet.
3. Fremgangsmåte som angitt i krav 2, hvor nevnte fasestøy er den verst tenkte fasestøy i den betydning at nevnte PSD av den virkelige fasestøy garanteres å være nedenfor den verst tenkte fasestøymaskering for hele frekvensområdet av interesse, og at nevnte signal/støy-forhold er det nominelle signal/støy-forhold.
4. Fremgangsmåte som angitt i et hvilket som helst av de foregående krav, hvor Wiener-filteruttakene skaleres ved forholdet

$$1 / \sum_{m=-M}^M \gamma(m),$$

slik at summen av koeffisientene av Wiener-filteruttakene er lik 1.

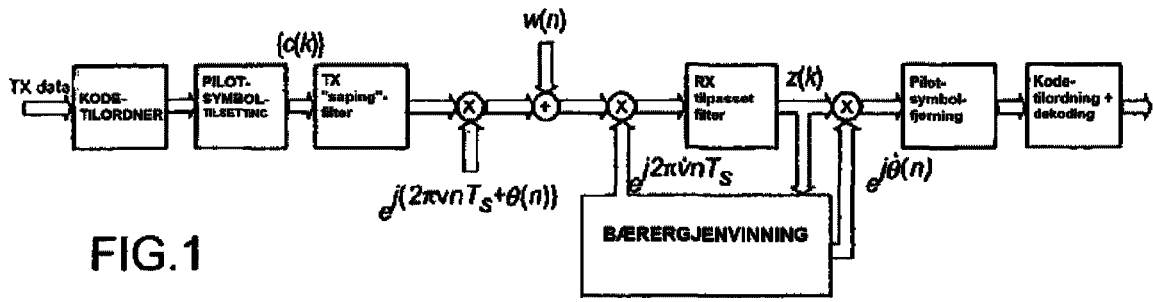


FIG.1

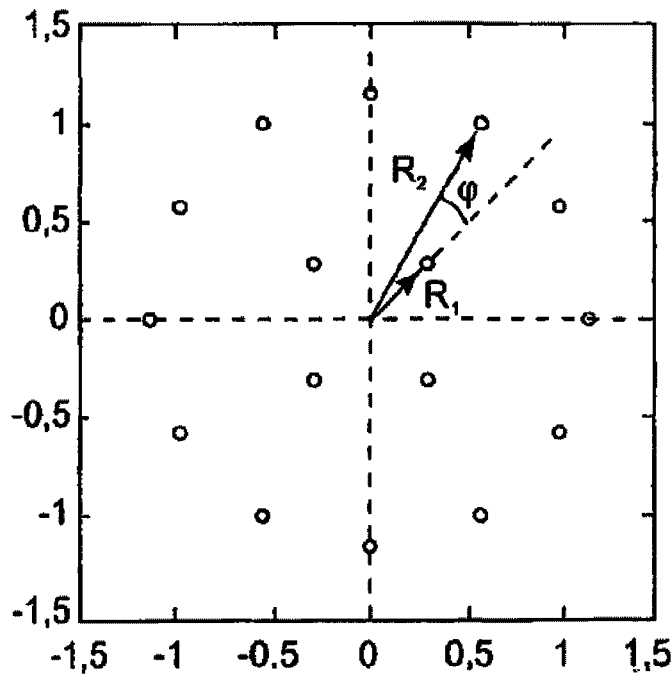


FIG.2

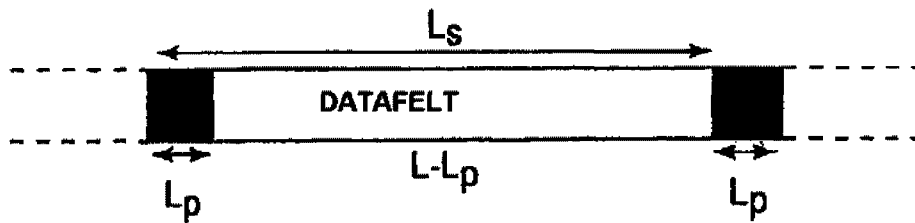


FIG.3

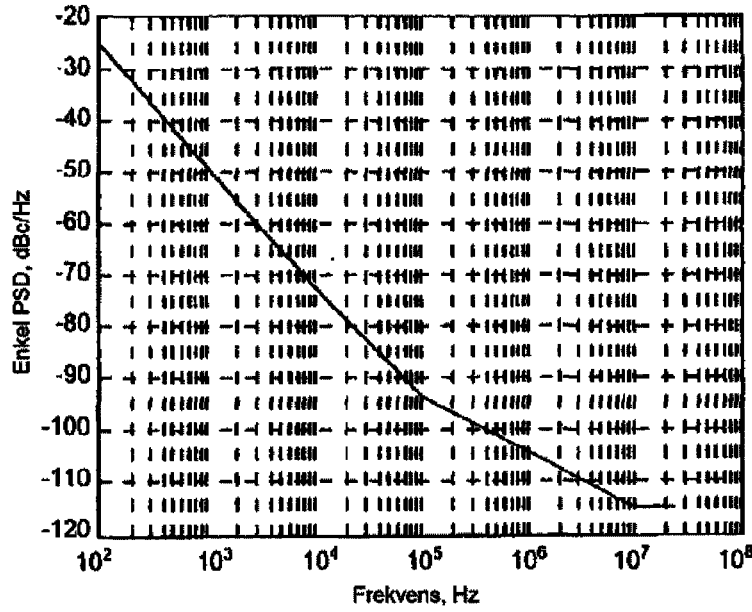


FIG.4

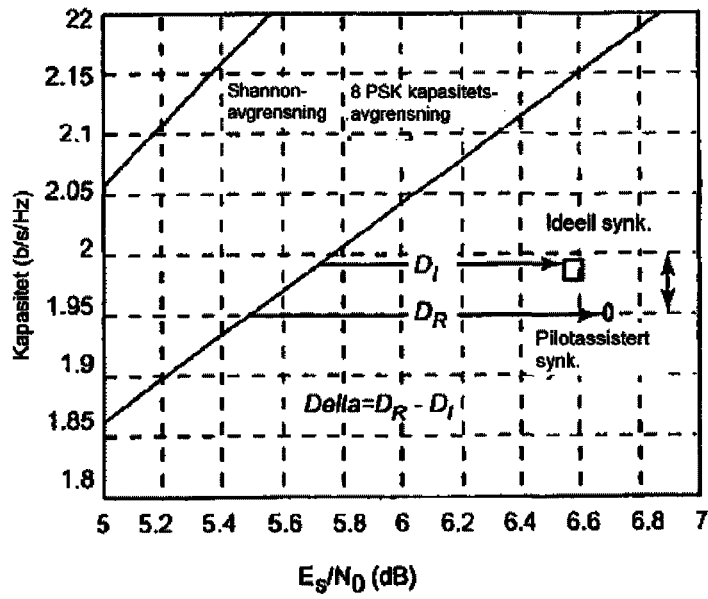


FIG.5

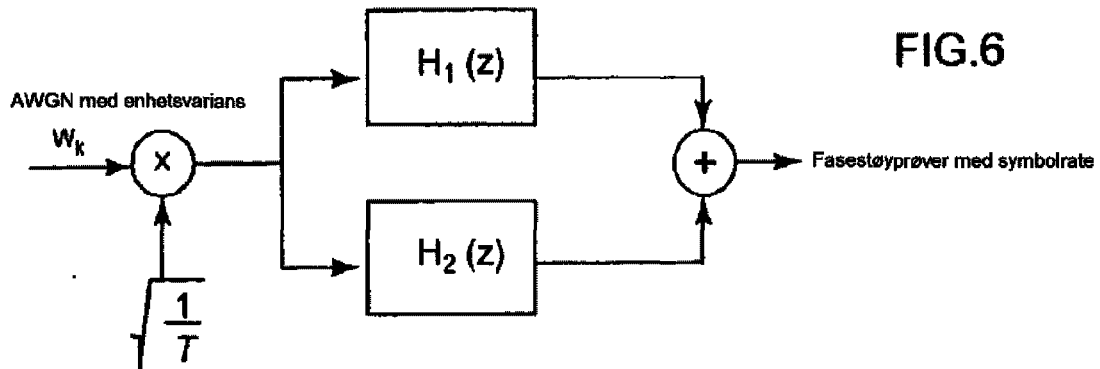


FIG.6

Syntetisert fasestøy PSD (I) og målmaske (II)

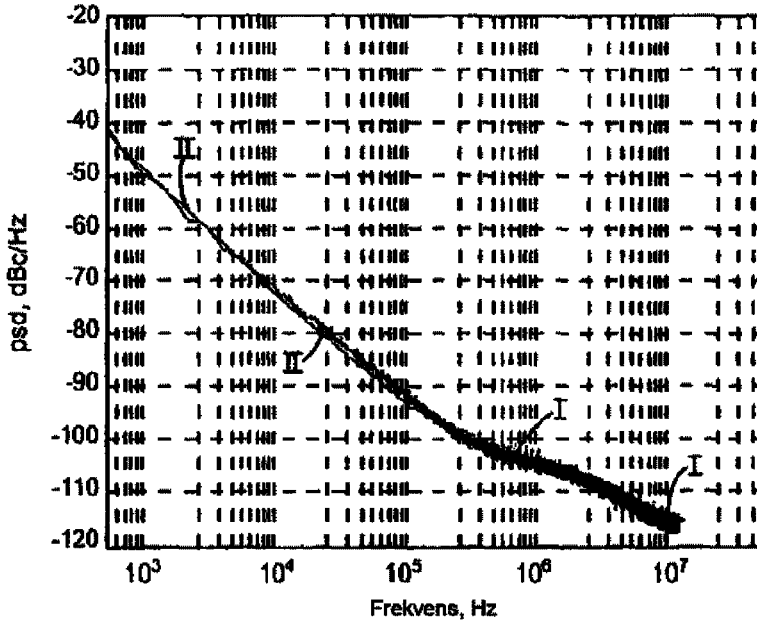


FIG.7

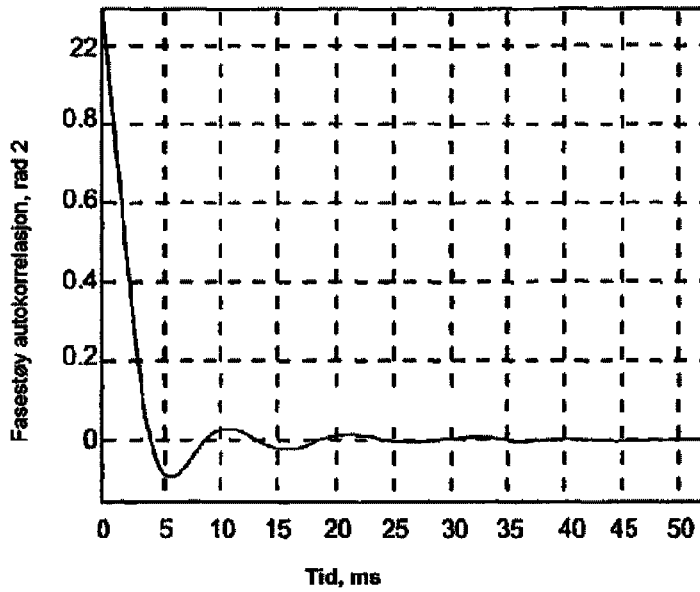


FIG.8

$z^{(p)}(k)$

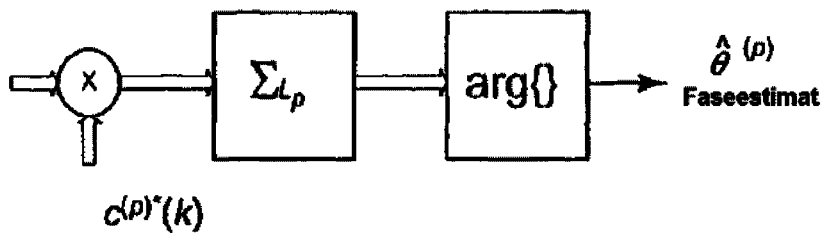
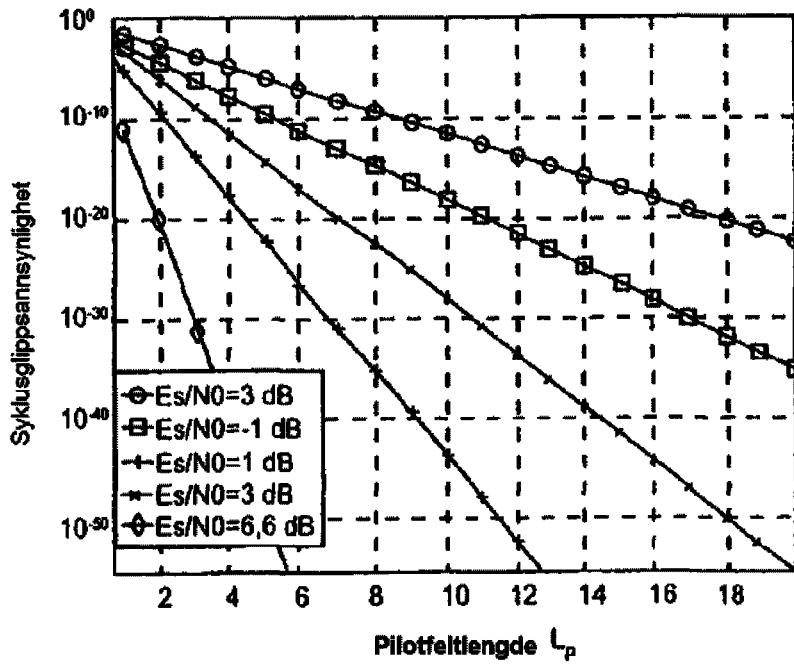
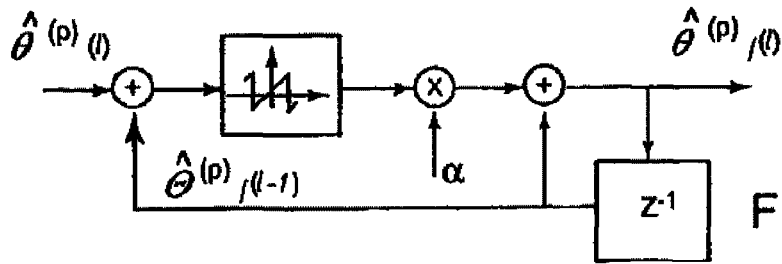
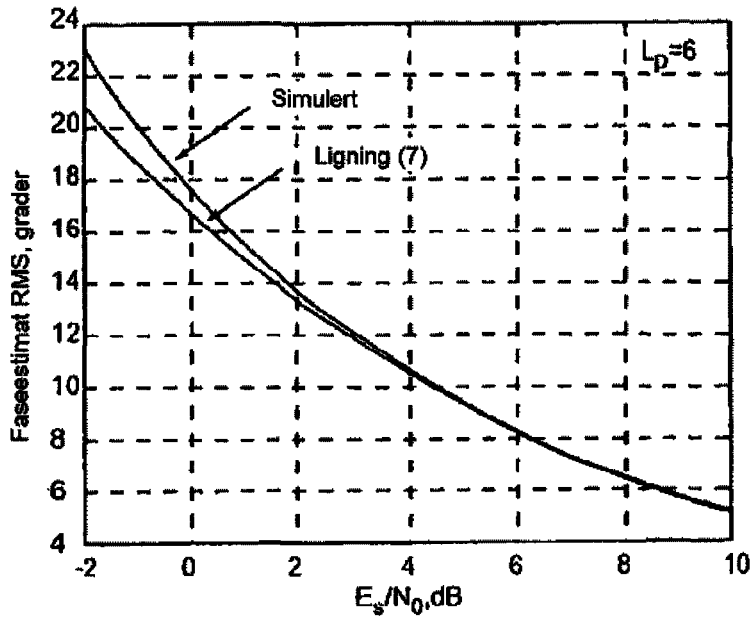


FIG.9



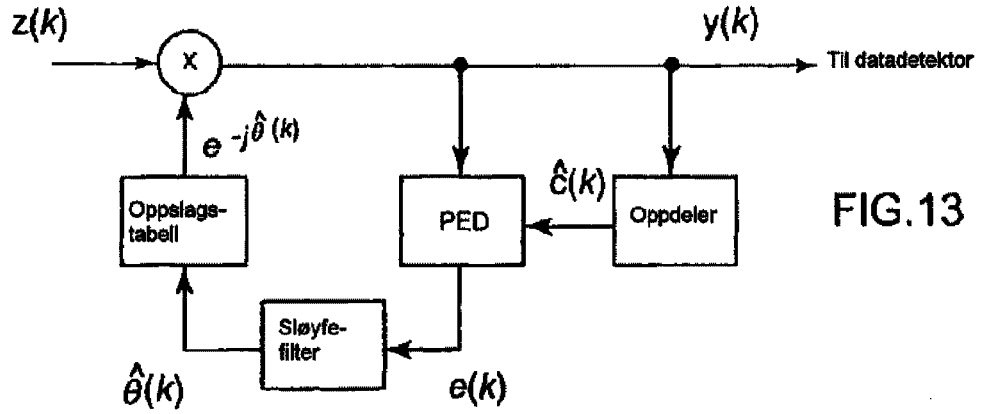


FIG. 13

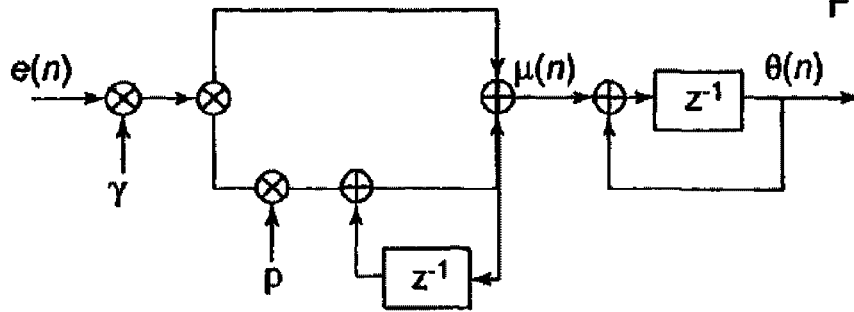


FIG. 14

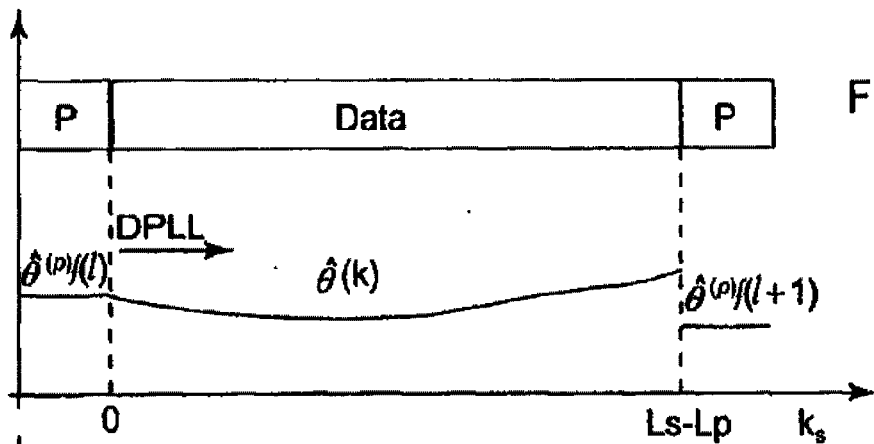


FIG. 15

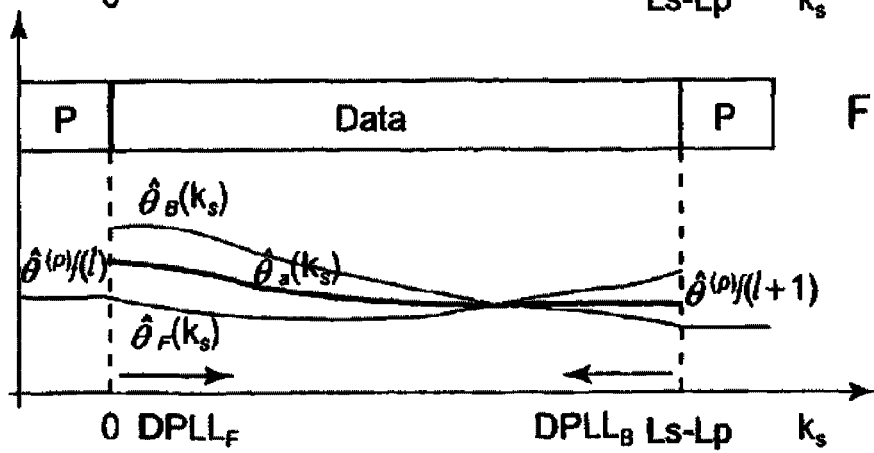
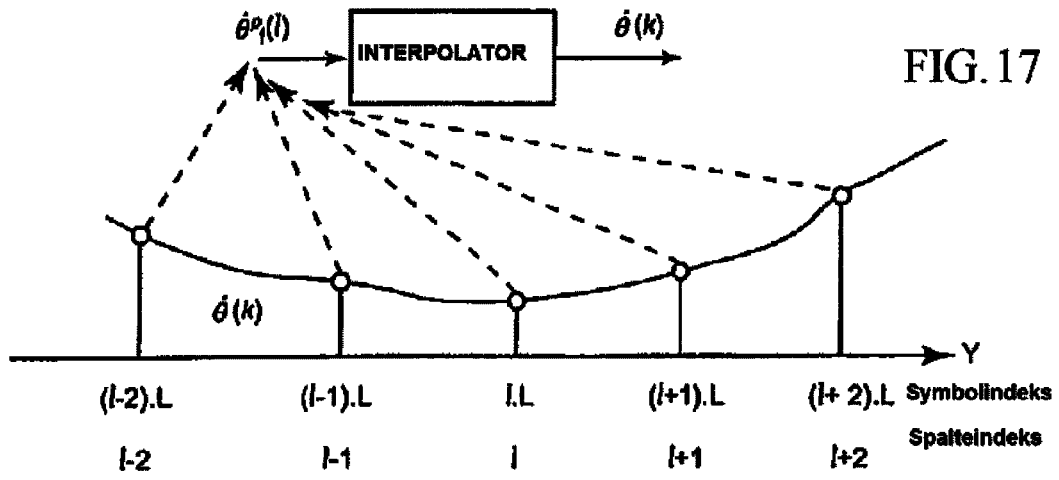


FIG. 16

6/14



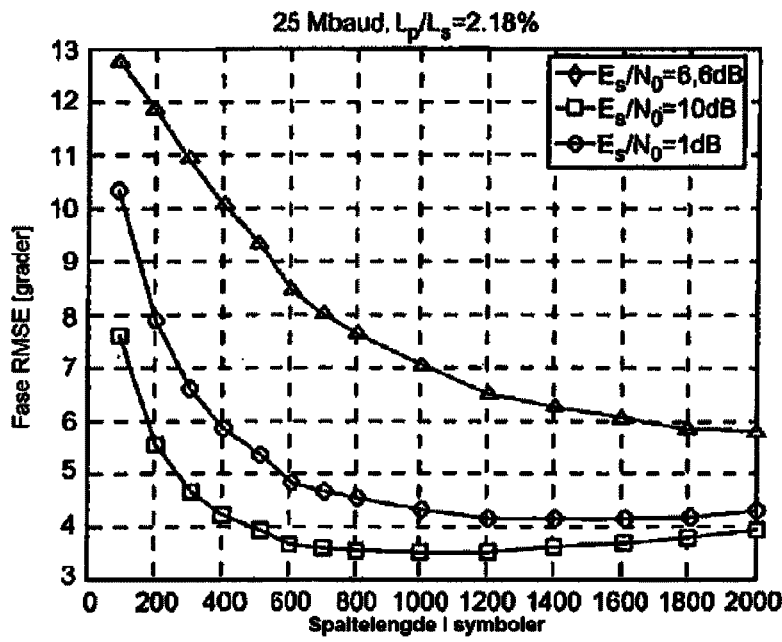
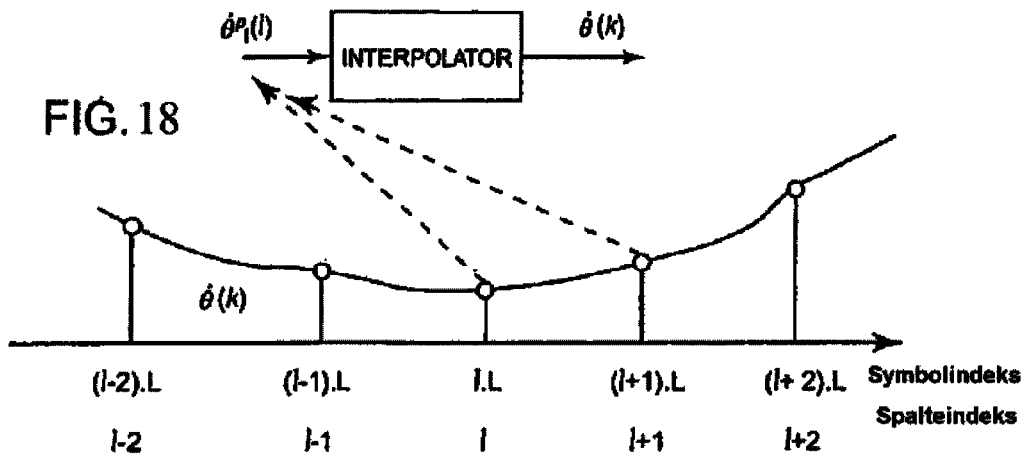


FIG. 19

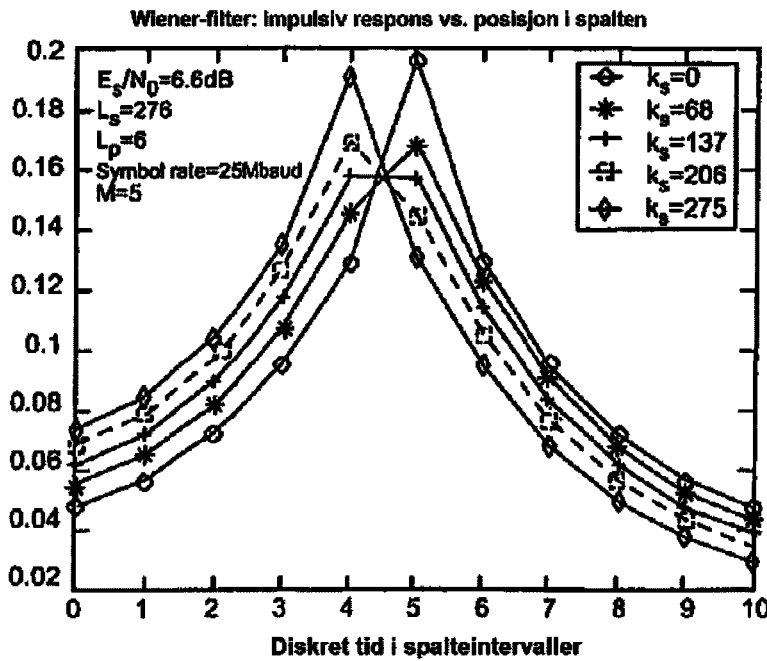


FIG. 20

8/14

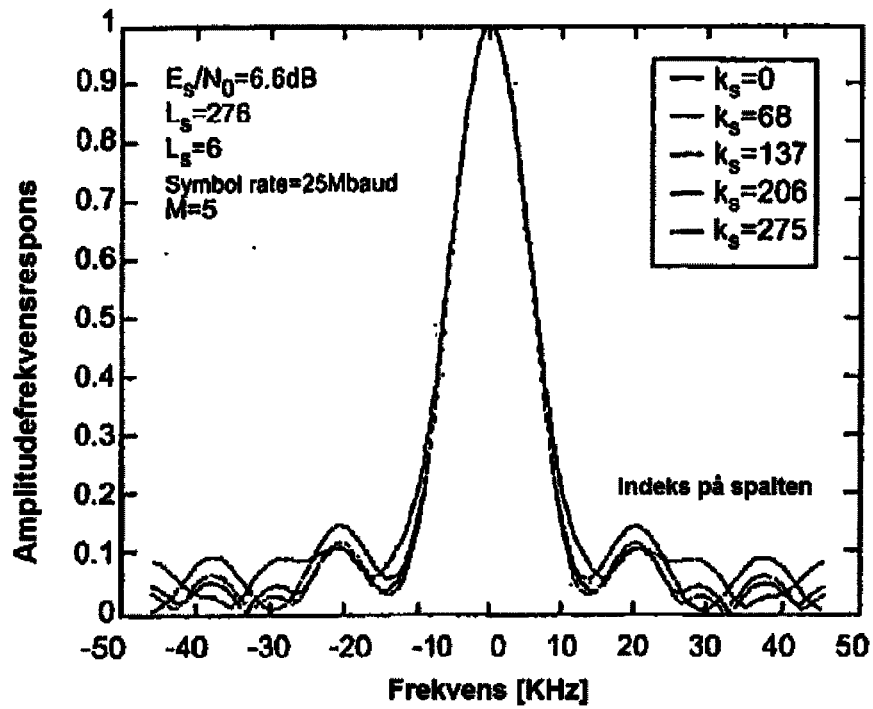


FIG. 21

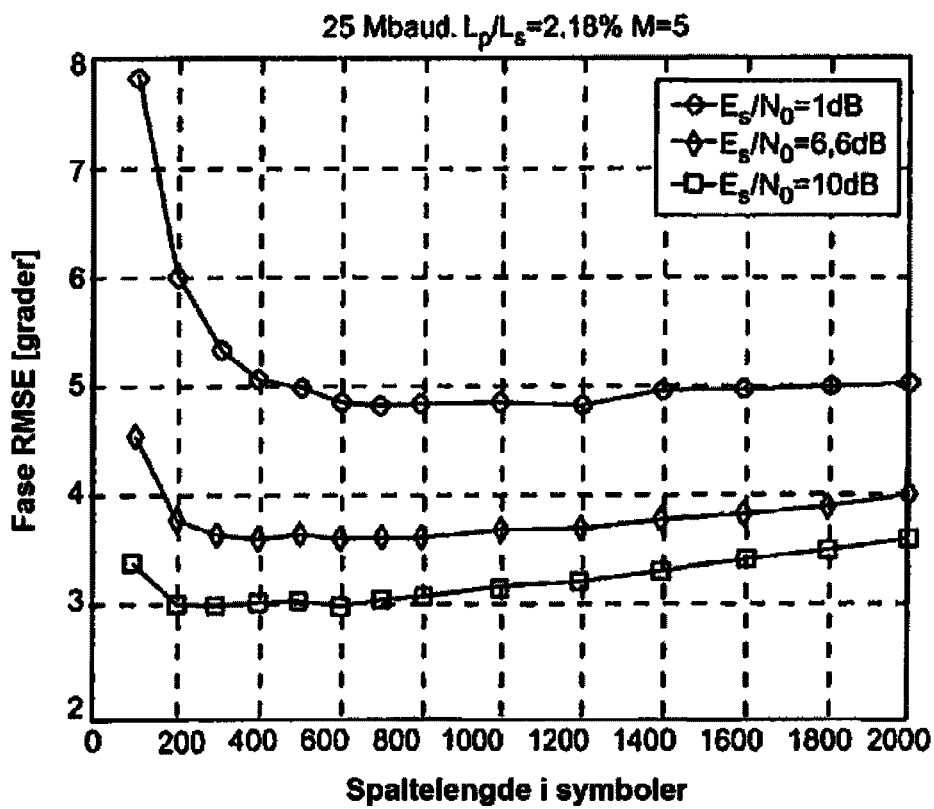


FIG. 22

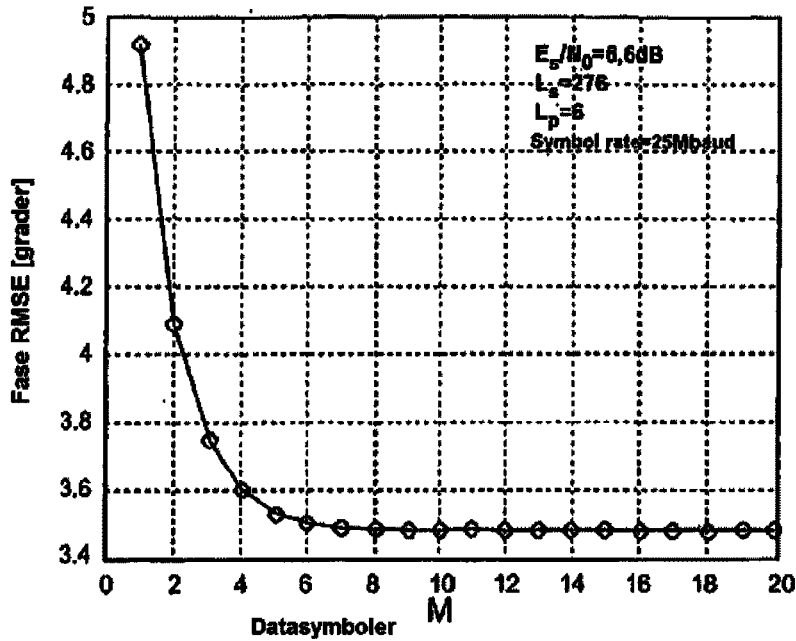


FIG. 23

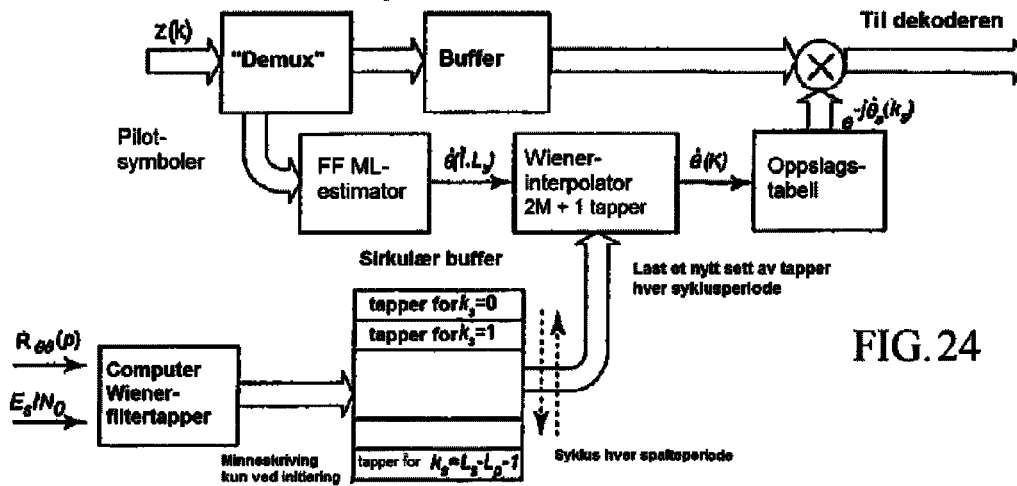


FIG. 24

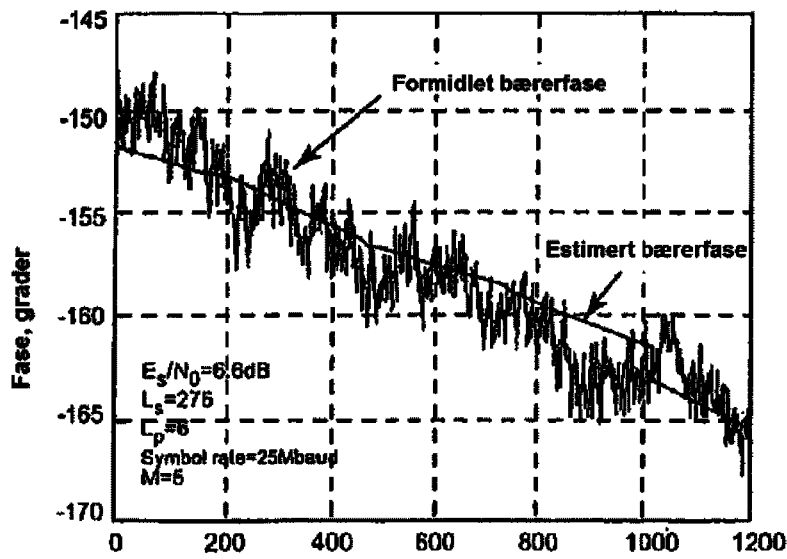


FIG. 25

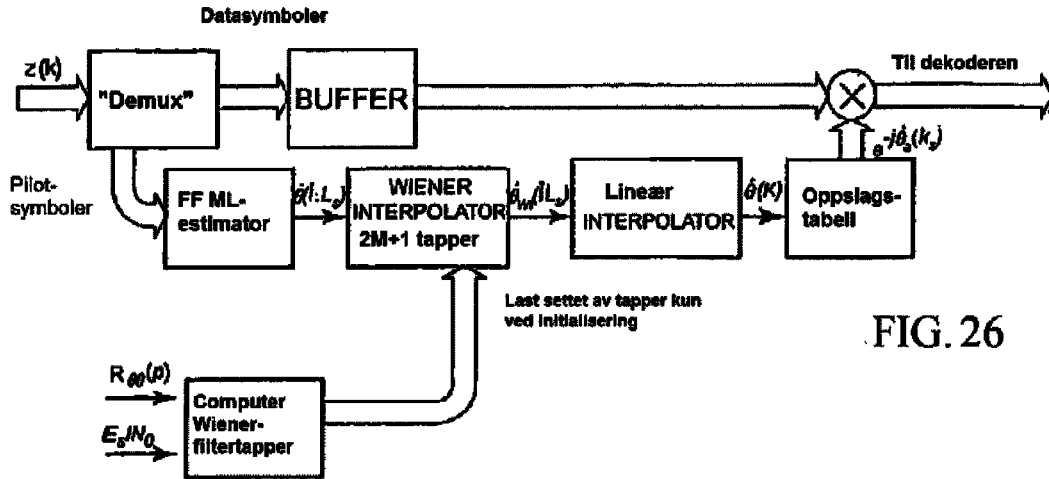


FIG. 26

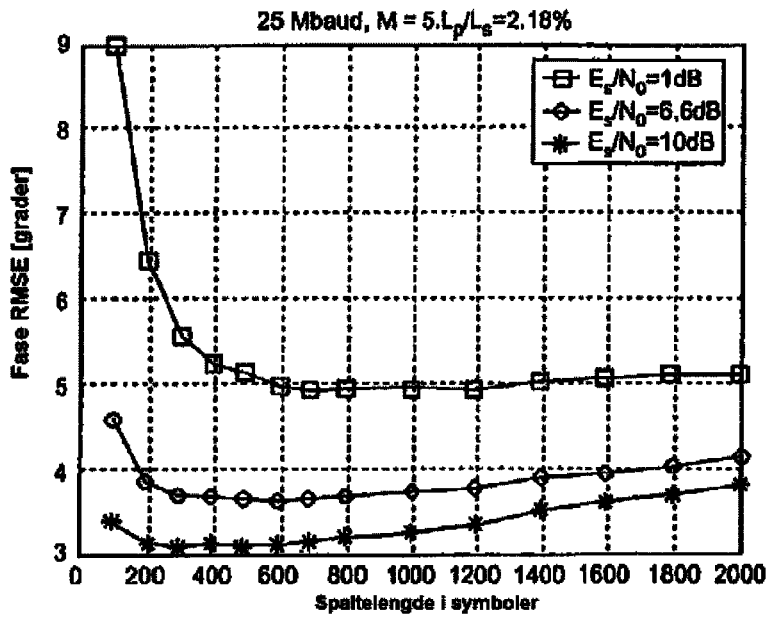


FIG. 27

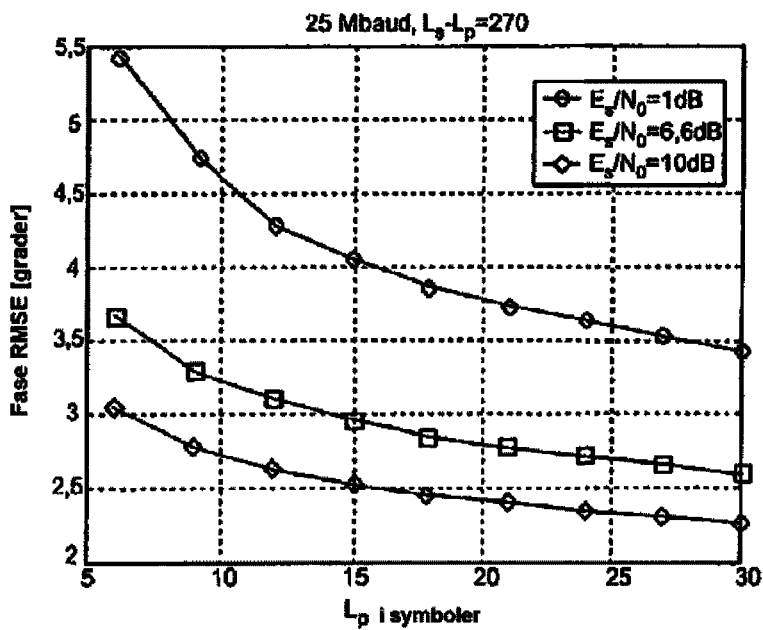


FIG. 28

11/14



FIG. 29

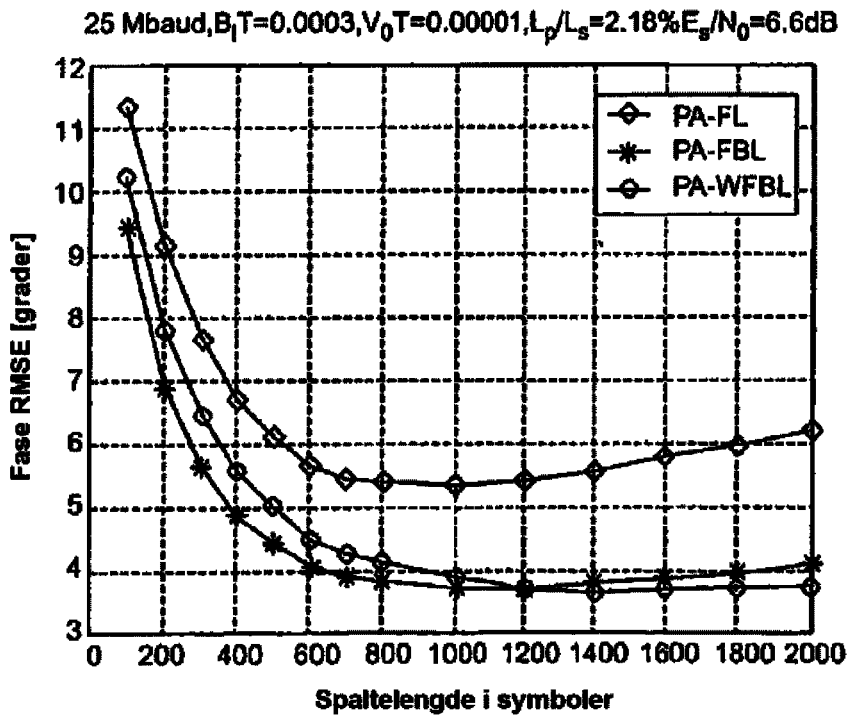


FIG. 30

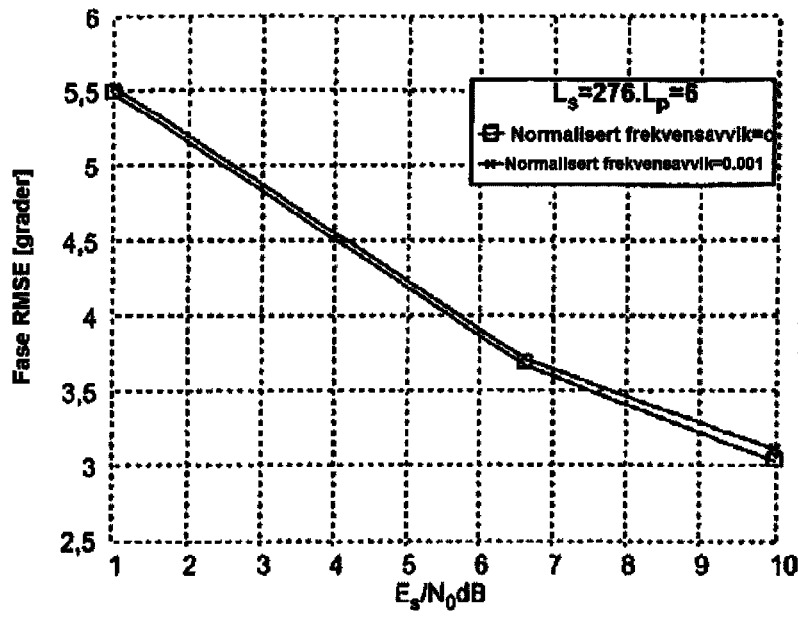


FIG. 31

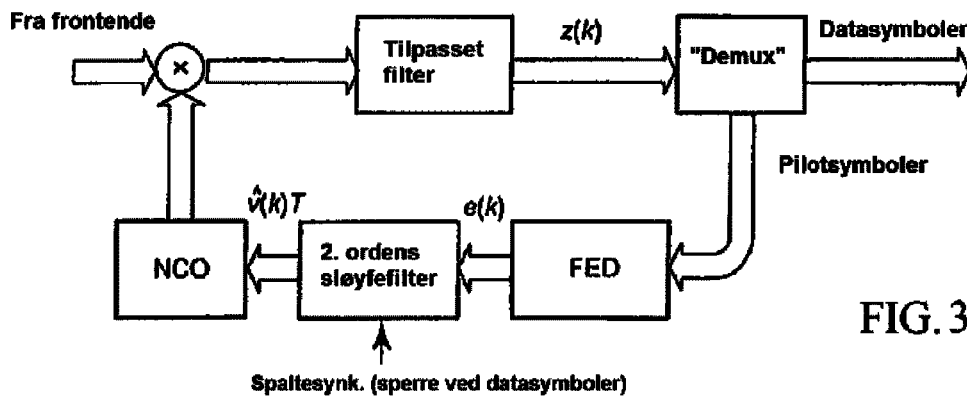


FIG. 32

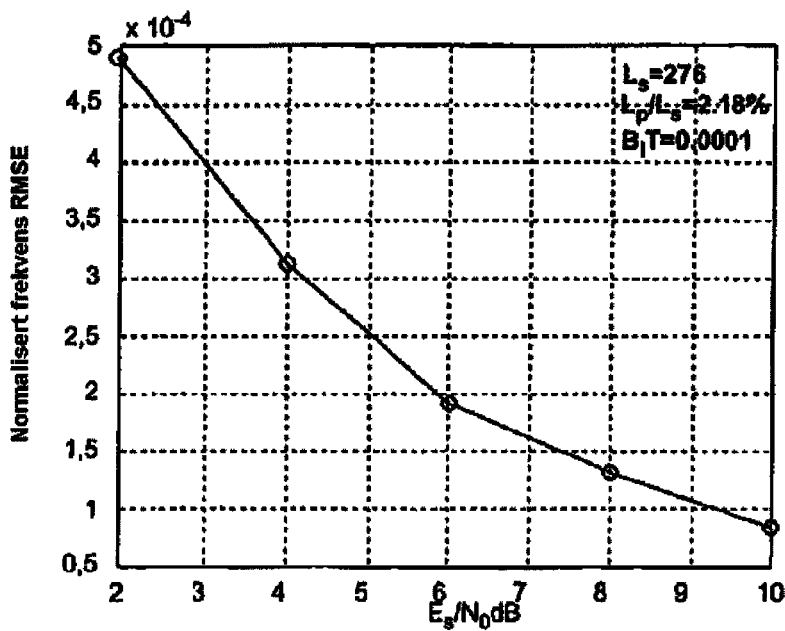


FIG. 33

Akkvisisjonstrasient

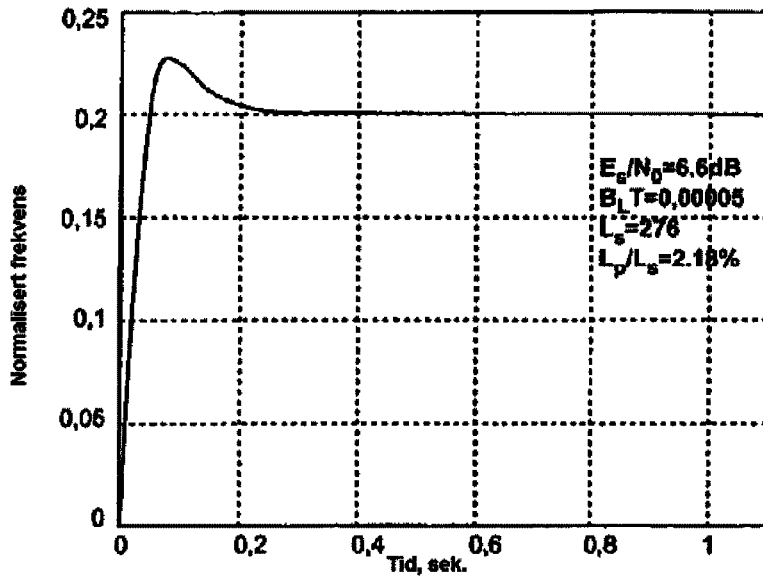


FIG. 34

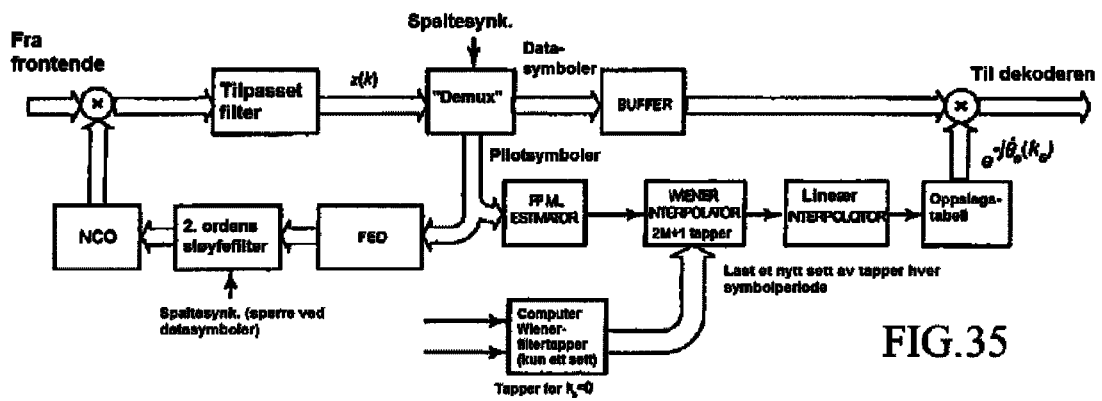


FIG. 35

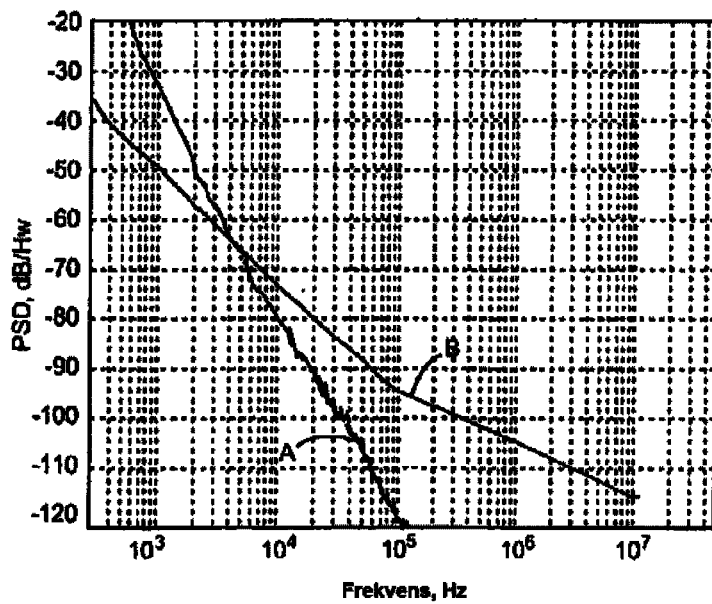


FIG. 36

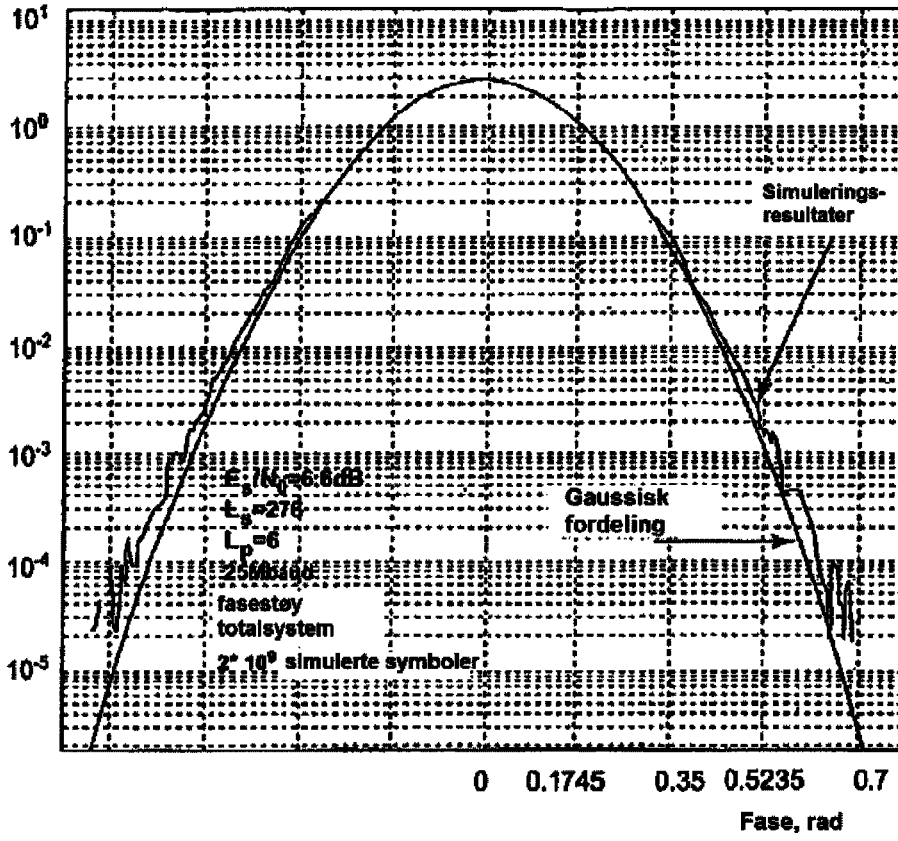


FIG.37

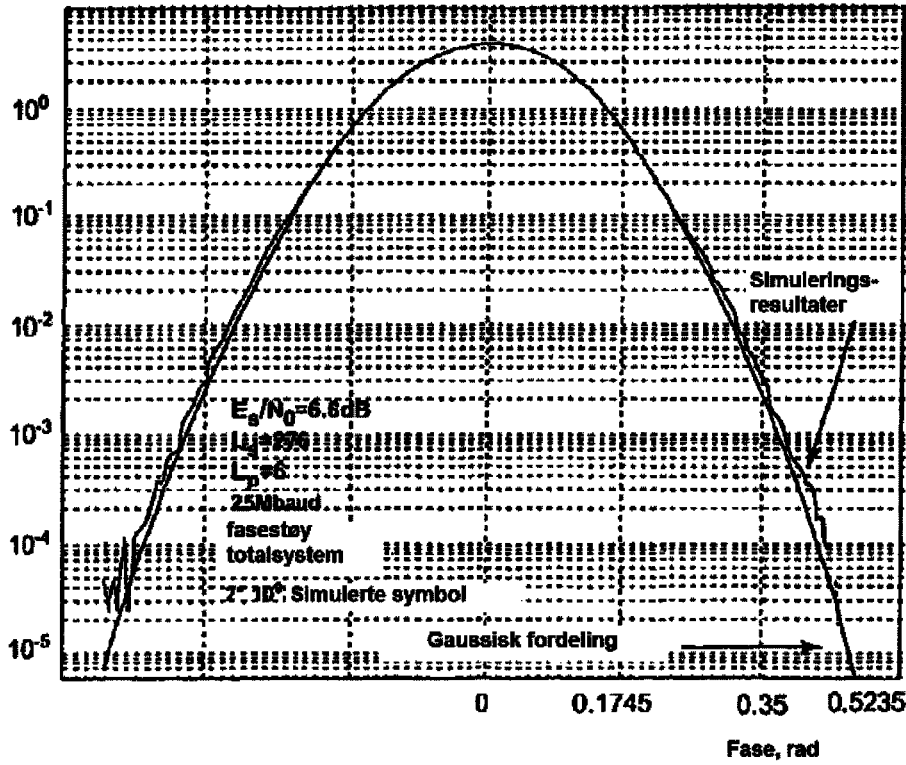


FIG.38